



FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

**Diseño de un Sistema para el Análisis y
Compensación de Señales Transmitidas
Sobre Líneas de Cobre**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

Presentada ante la

UNIVERSIDAD CATÓLICA ANDRÉS BELLO

Como parte de los requisitos para optar al título de
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

REALIZADO POR

Br. Andrés D. Caldera Mariño

Br. Luissana Berroteran Ochoa

TUTOR

Ing. Iván Carmona

FECHA

23 de Octubre de 2013

Caldera, Andrés

Caldera66@gmail.com

Berroteran, Luissana

Luissana11@gmail.com

El presente trabajo de grado sobre el **diseño de un sistema para el análisis y compensación de señales sobre líneas de transmisión de cobre**, se plantea alrededor de responder a la necesidad de mejorar las comunicaciones que se efectúan sobre par trenzado de cobre mediante la tecnología ADSL2+. Se desea diseñar un prototipo que permitirá modelar y parametrizar adaptativamente el comportamiento de una línea de transmisión con el fin de conocer cómo afectará el medio de transmisión a la señal y en este sentido realizar un tratamiento a las señales que viajan por el canal.

Mediante el desarrollo de un sistema *embebido* (software + hardware dedicado), el prototipo constará de dos elementos. Un “anализador/compensador” ubicado en la central telefónica, que como su nombre lo indica se encargará de obtener las características del medio de transmisión para en función de esto construir un filtro que compense la transmisión a partir de las pérdidas del canal. El otro elemento se ubicará en el extremo del abonado o cliente, este funcionará en sincronía con el primero para que en conjunto permitan la operatividad del prototipo y optimicen las transmisiones en ambos sentidos del canal. El tratamiento permitirá que la señal transmitida tenga la robustez necesaria para que al llegar al destino sea lo más parecida a la original, logrando pérdidas mínimas en la transmisión sobre el medio.

El trabajo cubre con la primera de dos fases a llevar a cabo para construcción de un prototipo.

Palabras Clave: *Par de cobre, compensación, líneas de transmisión, optimización de servicios.*

*A quienes corrieron esta carrera junto a nosotros van dirigidos nuestros más sinceros
sentimientos de gratitud.*

A Mirtha, Luis, Leonella, Eduardo y Carlos.

A Ernesto, Alba, Francis y sí, a Ari.

A nuestros colegas.

Y por supuesto, a Iván.

Luissana y Andrés.

INDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS.....	vi
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES EN ANEXOS.....	vii
INTRODUCCIÓN	ix
I.- CAPÍTULO: PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	10
I.1.- Situación Problemática.....	10
I.2.- Objetivos	11
I.2.1.1.- Objetivo General.....	11
I.2.1.2.- Objetivos Específicos.....	11
I.3.- Justificación.....	12
I.4.- Alcance.....	14
I.5.- Limitaciones	15
II.- CAPÍTULO: MARCO TEÓRICO.....	16
II.1.- Línea de transmisión.....	16
II.2.- Cable de Par trenzado de cobre	16
II.3.- Tecnología ADSL:.....	16
II.4.- DSLAM	19
II.5.- Señalización.....	19
II.6.- Parámetros eléctricos característicos de la línea de transmisión	20
II.7.- Fenómenos que afectan la transmisión de información en pares de cobre.....	21
II.8.- Otros conceptos teóricos aplicables.....	25
II.9.- Amplificadores operacionales y compuertas	28
II.9.1.1.- Osciladores Senoidales de alta frecuencia.	29
II.10.- Modulación FSK.....	33
II.11.- Circuito Duplexor	34
III.- CAPÍTULO: MARCO METODOLÓGICO.....	35
IV.- CAPÍTULO: DESARROLLO	37
IV.1.- Diagrama Conceptual del Sistema.....	38
IV.2.- Diagrama de Funcionamiento General de los Equipos	41

IV.2.1.1.-	Módulos del Extremo Analizador/Compensador Central	41
IV.2.1.2.-	Módulos del Compensador de Extremo de Abonado.....	43
IV.3.-	Modos de Operación del Sistema	44
IV.4.-	Módulos Del Sistema.....	47
IV.4.1.1.-	Diseño del Módulo de Señal de Prueba	47
IV.4.1.2.-	Diseño de los Módulos Selectores	51
IV.4.1.3.-	Diseño de los Módulos Duplexores	56
IV.4.1.4.-	Diseño del Módulo Transmisor (Sistema de Transmisión FSK)	70
IV.4.1.5.-	Diseño de los Módulos Conversores.....	81
IV.4.1.6.-	Módulo de Procesamiento Digital.....	83
V.-	CAPÍTULO: CONCLUSIONES	87
VI.-	CAPÍTULO: PROPUESTA PARA CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO.....	93
VII.-	CAPÍTULO: BIBLIOGRAFÍA.....	98
VIII.-	CAPÍTULO: ANEXOS Y APÉNDICES.....	101
VIII.1.-	Apéndice: Diseño de Señal de prueba	101
VIII.1.1.1.-	Resultado físico de señal de prueba	103
	Imagen de la señal de prueba resultante según el montaje físico planteado:	103
VIII.2.-	Apéndice: Diseño del programa que realiza el procesamiento digital.....	104
VIII.2.1.1.-	Código para la obtención del filtro pre-énfasis de según las características del canal. Programado en Matlab.....	104
VIII.2.1.2.-	Gráficas complementarias al código para la obtención del filtro <i>pre-énfasis</i> ...	107
VIII.3.-	Apéndice VIII.3 Resultados de montaje físico del circuito duplexor.....	113
VIII.3.1.1.-	Resultados del montaje físico y pruebas del circuito duplexor.....	113
VIII.4.-	Apéndice VIII.4 Deducción teórica de valores para circuito duplexor	119
VIII.4.1.1.-	Diseño completo de circuito Duplexor.....	119
VIII.5.-	Apéndice: Simulaciones del circuito de control de bits correspondientes al selector del Extremo A	123
VIII.5.1.1.-	Simulaciones del circuito de control de bits correspondientes al módulo selector de entrada del extremo analizador / compensador central.	123
VIII.5.1.2.-	Simulaciones del circuito de control de bits correspondientes al módulo selector de entrada del extremo compensador de abonado.....	125
VIII.6.-	Apéndice: Modulador FSK.....	127

VIII.6.1.1.-	Resultado de la prueba física del modulador FSK a bajas frecuencias	127
VIII.6.1.2.-	Circuito Modulador FSK para la señalización fuera de banda en altas frecuencias	128

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1 ESQUEMA DE OCUPACIÓN ESPECTRAL DE TECNOLOGÍAS ADSL Y ADSL2+	17
FIGURA 2 VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN VS DISTANCIA DE ADSL2+ SOBRE PAR DE COBRE.	18
FIGURA 3 SÍMBOLO DE CIRCUITO DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE PROPÓSITO GENERAL.....	29
FIGURA 4 ESQUEMA CIRCUITAL DE OSCILADOR PUENTE DE WIEN.	30
FIGURA 5 DIAGRAMA CIRCUITAL DE OSCILADOR DE COLPITTS	31
FIGURA 6 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA COMPUERTA.....	32
FIGURA 7 ESQUEMA DE COMPARACIÓN DE COMPUERTA SCHMITT	32
FIGURA 8 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE MODULACIÓN FSK	33
FIGURA 9 ESQUEMA DE FUNCIONAMIENTO DE CIRCUITO DUPLEXOR.	34
FIGURA 10 ESQUEMA BÁSICO DE COMUNICACIÓN	38
FIGURA 11 DIAGRAMA DE BLOQUES DE FUNCIONAMIENTO DE MÓDULOS DEL “ANALIZADOR/COMPENSADOR CENTRAL”	41
FIGURA 12 DIAGRAMA DE BLOQUES DE FUNCIONAMIENTO DE MÓDULOS DEL “COMPENSADOR DE EXTREMO DE ABONADO”	43
FIGURA 13 CIRCUITO OSCILADOR CON OSCILACIÓN PARA SEÑAL DE 600HZ	48
FIGURA 14 CIRCUITO GENERADOR DE TREN DE PULSOS 600HZ.....	49
FIGURA 15 CIRCUITO GENERADOR DE TREN DE PULSOS 600HZ.....	50
FIGURA 16 TREN DE PULSOS 600HZ.....	51
FIGURA 17 ESQUEMA DE OPERACIÓN DE MÓDULO SELECTOR CENTRAL	52
FIGURA 18 TABLA DE MODOS DE OPERACIÓN Y BITS DE CONTROL DEL “SELECTOR CENTRAL”	54
FIGURA 19 ESQUEMA DE OPERACIÓN DE MÓDULO SELECTOR DE ABONADO	54
FIGURA 20 TABLA DE MODOS DE OPERACIÓN Y BITS DE CONTROL DEL “SELECTOR ABONADO”	56
FIGURA 21 ESQUEMA CIRCUITAL DEL CIRCUITO DUPLEXOR	57
FIGURA 22 CONFIGURACIÓN DEL CIRCUITO PARA LA PRUEBA 1	60
FIGURA 23 RESULTADOS DE LA PRIMERA PRUEBA	61
FIGURA 24 CONFIGURACIÓN DEL CIRCUITO PARA LA SEGUNDA PRUEBA	62
FIGURA 25 RESULTADOS DE LA SEGUNDA PRUEBA	63
FIGURA 26 CONFIGURACIÓN DEL CIRCUITO PARA LA TERCERA PRUEBA.....	65
FIGURA 27 RESULTADO DE LA TERCERA PRUEBA DE DUPLEXOR, POTENCIÓMETRO EN 20% HACIA RB	66
FIGURA 28 RESULTADOS DE LA TERCERA PRUEBA CON EL POTENCIÓMETRO EN 90% HACIA RB.	68
FIGURA 29 PRUEBA CON EL POTENCIÓMETRO EN 100% HACIA RB (RA = 0).....	69
FIGURA 30 DIAGRAMA CIRCUITAL PARA MODULADOR FSK A BAJA FRECUENCIA.....	71
FIGURA 31 SEÑAL SENOIDAL DE OSCILADOR PUENTE DE WIEN DE 96KHZ.....	73
FIGURA 32 SEÑAL SENOIDAL DE OSCILADOR PUENTE DE WIEN DE 192KHZ.....	73
FIGURA 33 PORTADORA PARA MODULADOR FSK FÍSICO. SEÑAL DE OSCILADOR VS SEÑAL DE OSCILADOR REDUCIDA EN AMPLITUD	74
FIGURA 34 PORTADORA PARA MODULADOR FSK FÍSICO. SEÑAL REDUCIDA EN AMPLITUD VS SEÑAL SUMADA CON NIVEL DC.....	75
FIGURA 35 SALIDA DE CIRCUITO MODULADOR FSK. PORTADORAS DE 192KHZ Y 96KHZ.....	76
FIGURA 36 ESQUEMA CIRCUITAL DEL DEMODULADOR DEL EXTREMO B	77
FIGURA 37 ESQUEMA CIRCUITAL DE FILTRO PASA BANDAS CON FRECUENCIA CENTRAL DE 96KHZ.....	78
FIGURA 38 ESQUEMA CIRCUITAL PARA FILTRO PASA BANDAS CON FRECUENCIA CENTRAL DE 192KHZ.....	78
FIGURA 39 RECTIFICACIÓN A ONDA COMPLETA DE SEÑAL FILTRADA	79
FIGURA 40 FUNCIONAMIENTO DE SECCIÓN DETECTORA DE ENVOLVENTE.....	80
FIGURA 41 RECUPERACIÓN DE MENSAJE	81
FIGURA 42 GRÁFICA DE GANANCIA VS FRECUENCIA DEL <i>OPAMP</i> LT1361CN8	90

FIGURA 43 “SALIDA MÁXIMA NO DISTORSIONADA Vs FRECUENCIA” DEL *OPAMP* LT1361CN891
 FIGURA 44 LISTA DE *OPAMP* SEGÚN SU FRECUENCIA DE OPERACIÓN96

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES EN ANEXOS

ILUSTRACIÓN 1.- SEÑAL TREN DE PULSO102
 ILUSTRACIÓN 2.- FFT DE LA FUNCIÓN TREN DE PULSO102
 ILUSTRACIÓN 3 SIMULACIÓN DE LA SEÑAL DE PRUEBA103
 ILUSTRACIÓN 4 SEÑAL DE PRUEBA107
 ILUSTRACIÓN 5 ESPECTRO DE AMPLITUDES DE SEÑAL DE PRUEBA107
 ILUSTRACIÓN 6 SEÑAL FILTRADA CON LOS EFECTOS DEL CANAL108
 ILUSTRACIÓN 7 ESPECTRO DE AMPLITUDES DE LA SEÑAL DE ENTRADA DESPUÉS DEL CANAL108
 ILUSTRACIÓN 8 ESPECTRO DE AMPLITUDES DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $H(f)$ 109
 ILUSTRACIÓN 9 ESPECTRO DE FASES DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $H(f)$ DEL CANAL109
 ILUSTRACIÓN 10 RESPUESTA AL IMPULSO DEL FILTRO IDEAL110
 ILUSTRACIÓN 11 ESPECTRO DE AMPLITUDES DEL FILTRO IDEAL110
 ILUSTRACIÓN 12 ESPECTRO DE FASES DEL FILTRO IDEAL111
 ILUSTRACIÓN 13 ESPECTRO DE AMPLITUDES DEL FILTRO DE COMPENSACIÓN111
 ILUSTRACIÓN 14 ESPECTRO DE FASES DEL FILTRO DE COMPENSACIÓN112
 ILUSTRACIÓN 15 RESPUESTA AL IMPULSO DEL FILTRO DE COMPENSACIÓN112
 ILUSTRACIÓN 16 SEÑAL DE ENTRADA PARA PRUEBA 1 CON FRECUENCIA DE 600KHZ Y AMPLITUD DE 5VP114
 ILUSTRACIÓN 17 SEÑAL DESPUÉS DEL SEGUIDOR EN PRUEBA 1114
 ILUSTRACIÓN 18 SEÑAL SL QUE SALE A LÍNEA DE TRANSMISIÓN ACOPLADA115
 ILUSTRACIÓN 19 SEÑAL SL QUE INGRESA AL DUPLEXOR POR EL PUERTO IN/OUT116
 ILUSTRACIÓN 20. SEÑAL DE SALIDA POR EL PUERTO *OUT* CON LA SEÑAL DE ENTRADA A 5VP116
 ILUSTRACIÓN 21 SEÑAL DE SALIDA POR EL PUERTO *OUT* DEL DUPLEXOR CON ENTRADA A 3VP117
 ILUSTRACIÓN 22 SEÑAL DE 600KHZ QUE ALIMENTA AL POR PUERTO *IN* Y SEÑAL DE 2MHZ QUE INGRESA POR
 PUERTO *IN/OUT*,118
 ILUSTRACIÓN 23 SUPERPOSICIÓN DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL CIRCUITO DUPLEXOR EN LA PRUEBA 3118
 ILUSTRACIÓN 24 DIBUJO DEL CIRCUITO DUPLEXOR CON CORRIENTES Y VOLTAJES119
 ILUSTRACIÓN 25 VALORES DE COMPONENTES PARA EL CIRCUITO DUPLEXOR122
 ILUSTRACIÓN 26.- SIMULACIÓN DEL “MODO DE PRUEBA” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO A”. BITS DE CONTROL
 ACTIVOS SON EL BIT 0 Y EL BIT 4.123
 ILUSTRACIÓN 27 SIMULACIÓN DEL “MODO DE TRANSMISIÓN FSK” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO A”. BIT DE
 CONTROL ACTIVO ES EL BIT 1.124
 ILUSTRACIÓN 28 SIMULACIÓN DEL “MODO DSL COMPENSADO” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO A”. BITS DE
 CONTROL ACTIVOS SON EL BIT 2, EL BIT 5 Y EL BIT 6.124
 ILUSTRACIÓN 29 SIMULACIÓN DEL “MODO DSL *ByPass*” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO A”. BITS DE CONTROL
 ACTIVOS SON EL BIT 3 Y EL BIT 6.125
 ILUSTRACIÓN 30 SIMULACIÓN DEL “MODO DE PRUEBA” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO B” BIT DE CONTROL
 ACTIVO ES EL BIT 2.125
 ILUSTRACIÓN 31 SIMULACIÓN DEL “MODO DE RECEPCIÓN FSK” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO B” BIT DE
 CONTROL ACTIVO ES EL BIT 3.126
 ILUSTRACIÓN 32 SIMULACIÓN DEL “MODO DSL COMPENSADO” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO B” BITS DE
 CONTROL ACTIVOS SON EL BIT 0, EL BIT 4 Y EL BIT 5.126

ILUSTRACIÓN 33 SIMULACIÓN DEL “MODO DSL <i>ByPass</i> ” CORRESPONDIENTE AL “EXTREMO B” CUYOS BITS DE CONTROL ACTIVOS SON EL BIT 1 Y EL BIT 5.....	127
ILUSTRACIÓN 34 SEÑAL MODULADA EN PRUEBA FÍSICA. PORTADORAS DE 96KHZ Y 192KHZ, CON 2 VOLTIOS POR DIVISIÓN.	127
ILUSTRACIÓN 35 CIRCUITO MODULADOR FSK PARA SEÑALIZACIÓN FUERA DE BANDA.....	128
ILUSTRACIÓN 36 OSCILADOR COLPITTS 2,7MHZ ILUSTRACIÓN 37 OSCILADOR COLPITTS 2,5 MHZ 128	
ILUSTRACIÓN 38 SEÑAL SENOIDAL DE OSCILADOR COLPITTS DE 2,7MHZ.....	129
ILUSTRACIÓN 39 SEÑAL SENOIDAL DE OSCILADOR COLPITTS DE 2,5MHZ	130
ILUSTRACIÓN 40 SALIDA DE CIRCUITO MODULADOR FSK EN LA <i>BANDA ÚTIL ADSL</i>	131

INTRODUCCIÓN

El par de cobre continúa siendo el medio de transmisión más usado alrededor del mundo para el intercambio de información, sobre él se han desarrollado tecnologías que han permitido la evolución del medio como tal, permitiendo que señales de distintos índoles sean transmitidas eficazmente sobre este medio, telefonía, señales de datos y de video. La tecnología que ha hecho posible la integración de los diversos tipos de servicio es la familia *xDSL (X Digital Subscriber Line)*, las cuales mediante diversos métodos de modulación permiten una mayor utilización del par de cobre.

Hoy en día a pesar de existir canales de transmisión más modernos y eficientes como la fibra óptica, las proyecciones para el desplazamiento del cobre como medio de transmisión son aún inciertas. Los altos costos de inversión y la complejidad de la sustitución de infraestructura en las empresas proveedoras de servicio son algunas de las razones de ello. Todo indica que el par de cobre seguirá siendo usado por mucho tiempo, lo que impulsa a sacar el mayor provecho de su vigente operatividad.

En el presente trabajo se describen las pautas para diseñar un sistema capaz de mejorar considerablemente las transmisiones que se llevan a cabo en la tecnología ADSL2+ implementada desde hace años en Venezuela. Adicionalmente plantea las pautas para la continuidad de la propuesta de modo que su desarrollo e implementación sea llevado a cabo en una etapa posterior.

I.- CAPÍTULO: PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

I.1.- Situación Problemática

A pesar de los avances tecnológicos, el cableado de par cobre sigue constituyendo hoy en día la infraestructura de comunicaciones con mayor despliegue a nivel mundial en lo que a red de acceso se refiere. Ello se debe fundamentalmente a los esfuerzos realizados el siglo pasado por parte de las operadoras de telecomunicaciones para lograr llevar el servicio de telefonía a más hogares. Por tal motivo, en una época en donde los esfuerzos están orientados a conseguir mayores velocidades en el acceso a datos, resulta imperativo optimizar el uso de este tipo de medios de transmisión con un mejor aprovechamiento de sus capacidades, lo que se traduciría en un mayor rendimiento en las conexiones de usuario a menores costos.

Matemáticamente, a través del uso de diversas herramientas computacionales, es posible modelar y parametrizar las características intrínsecas que definen el comportamiento de una línea de transmisión. Gracias a ello, mediante el desarrollo de lo que se denominaría un sistema “embebido” (*software + hardware* dedicado), es posible realizar una caracterización del comportamiento de la línea, y a partir de ello efectuar un tratamiento a las señales que por ella se propagan, lo cual permitiría mejorar significativamente la calidad general de la transmisión, obtener un mayor rendimiento en términos de tasas de bits, y ofrecer mayores y mejores servicios sobre un cableado hasta ahora sub-utilizado.

En la industria, es posible que existan conceptos medianamente similares al planteado, especialmente dentro de tecnologías de transmisión de última milla. Sin embargo, la optimización de señales que realizan estos sistemas siguen un patrón estático, pre-definido, que no necesariamente se adapta al comportamiento específico de una línea en particular, y que no optimiza la transmisión sino para las condiciones de operación específicas para las que fue diseñado el servicio, las cuales muchas veces no se cumplen al momento de la implementación. En las tecnologías xDSL, por ejemplo, los transmisores cuentan con una máscara o plantilla de transmisión PSD (*Power Spectral Density*), que define las potencias de salidas de cada uno de los tonos que abandonan al transmisor, y que constituyen la señal modulada sobre la que viajan los datos. No obstante, esta plantilla es rígida, y ha sido diseñada considerando un promedio del

comportamiento en frecuencia de los pares de cobre en la banda específica de xDSL, lo cual no considera las particularidades de cada cable, dadas por sus parámetros primarios y secundarios, no es adaptativa, no toma en cuenta la posibilidad de un aumento de la potencia en transmisión en los casos en que se considerase necesario y sobre todo, establece una restricción muy baja en la distancia máxima de propagación admisible por esta tecnología, de entre 3,3 y 5 Km. Lo anteriormente expuesto determina entonces la **necesidad de diseñar un sistema que realice una evaluación dinámica de los medios de transmisión alámbricos basados en cobre, anticipando las pérdidas y retardos que sufrirán la señales durante la transmisión, y que en función de ello logre acondicionar dichas señales a las características específicas de la línea, de manera que en la recepción se obtenga una excelente aproximación a lo que fue enviado, como resultado de la compensación de los efectos del canal.**

I.2.- Objetivos

I.2.1.1.- Objetivo General

Diseñar un sistema capaz de realizar pruebas sobre líneas de transmisión de cobre, para su posterior análisis y evaluación, además de compensar los efectos de los fenómenos de propagación sobre las señales transmitidas.

I.2.1.2.- Objetivos Específicos

1. Diseñar desde el punto de vista conceptual el sistema de evaluación de las líneas de transmisión y compensación de señales, especificando sus funciones y procedimientos.
2. Evaluar y escoger el software y hardware a utilizar en el sistema para la elaboración de un prototipo funcional.
3. Realizar simulaciones computarizadas y ensayos de hardware correspondiente a los módulos básicos de operación del sistema, a fin de obtener datos concluyentes para la optimización del diseño y consideraciones para una fase-prototipo
4. Realizar una propuesta para la construcción de un prototipo funcional del sistema, en fases posteriores al presente trabajo.

I.3.- Justificación

Las redes *PSTN* (Public Switched Telephone Network o Red pública telefónica conmutada) fueron diseñadas, en un principio, para la transmisión de voz sobre líneas de par de cobre. Con el paso del tiempo fue posible el envío de datos sobre el mismo canal telefónico, aunque a muy bajas velocidades (56kbps en promedio). Desde hace años, las tecnologías comunicacionales han presentado rápidos e importantes procesos evolutivos, motivados por la siempre creciente demanda de usuarios y la necesidad de las operadoras de proveer mejores y más rápidos servicios. En ese sentido, la sustitución de la red *PSTN* por redes que a nivel de transporte operen sobre medios más eficientes como la fibra óptica, pareciese ser un paso inminente hacia el progreso de las comunicaciones modernas. Sin embargo, hoy día la mayor parte de las redes de acceso del mundo continúa usando el par de cobre como medio de transmisión, debido a que es económico, de fácil y rápida implementación y al bajo costo de las propias interfaces de conexión, mientras que la migración total o parcial a canales ópticos representa una inversión muy costosa y de lenta implementación.

El cambio de paradigma que significa la migración desde redes de conmutación de circuitos (*PSTN*) a las denominadas *NGN* (Next Generation Networks o Redes de nueva generación), se justifica con los beneficios que estas últimas brindan a los usuarios y proveedores de servicio de telecomunicaciones, especialmente en términos de capacidad de transporte de múltiples tipos de información y servicios, tales como: Telefonía mediante voz sobre IP, Videoconferencias, servicios de IPTV, entre otros. La evolución hacia redes con un mayor manejo de tráfico integrado demanda la implementación de mejoras en el segmento de red de acceso, buscando alternativas que ofrezcan mayores velocidades, menor pérdida de paquetes, mayor confiabilidad, entre otros parámetros.

ADSL2+ constituye un estándar que pertenece a la familia de tecnologías *xDSL*, el cual permite la transferencia de paquetes a altas velocidades, introduciendo servicios de datos sobre banda ancha, paralelamente con el servicio de telefonía, todo ello implementado sobre el tradicional par de cobre. Esta tecnología, como es natural, no es inmune a los efectos del canal, el cual produce altos niveles de atenuación, siendo ésta una función de la longitud o distancia de propagación, y de las frecuencias de las señales en transmisión. La tecnología *ADSL2+* trabaja en frecuencias que se consideran relativamente elevadas en el cableado para telefonía,

manejando señales de hasta 2,208MHz (límite superior de la banda de operación). De este modo, sobre el medio de cobre pueden presentarse atenuaciones importantes de hasta 50db sobre una longitud de aproximadamente 5km. A mayores distancias la atenuación resulta más elevada, impidiendo que la señal llegue correctamente debido a la baja relación señal a ruido (s/n) y excesiva alteración de la forma de onda. De igual modo, otro factor que compromete la integridad de las señales en recepción es la velocidad de fase de los distintos tonos que componen una señal, la cual afecta enormemente la velocidad de grupo, y con ello la forma de onda. Esta relación entre atenuación, velocidad de fase y distancia de propagación es precisamente el punto que restringe la distancia máxima permitida para la prestación de servicios sobre tecnología ADSL y ADSL2+, medida desde la central telefónica hasta los predios del abonado, rango que pudiera ser dinámico y no limitativo, si se desarrollase la tecnología adecuada para la adaptación de señales a las condiciones específicas del cableado de cada usuario.

Independientemente de la tecnología, tanto en pares de cobre, como en cualquier otro medio de transmisión, las señales se encuentran expuestas durante la propagación a fenómenos típicos como ruido, interferencia, retardo, atenuación y distorsión, los cuales son capaces de alterar la señal transmitida al punto que, en ocasiones, el receptor obtiene una señal completamente deteriorada o ininteligible. En la actualidad no existen, o son muy limitadas, las soluciones ofrecidas por el mercado en cuanto a sistemas que sean capaces de detectar y corregir eficientemente los efectos que estos fenómenos producen en las señales de forma dinámica, y que garanticen al mismo tiempo una comunicación efectiva con la menor pérdida de datos posible durante la transmisión.

La presente propuesta persigue como fin último iniciar una línea de investigación para el desarrollo de tecnologías que permitan optimizar las transmisiones sobre líneas de cobre, lo que permitiría añadir un valor agregado a esa infraestructura ya instalada desde hace varias décadas, y que bien pudiera continuar prestado servicio durante muchos años más, ahora con una mayor eficiencia. Los beneficios del sistema propuesto en el presente trabajo se verían reflejados en una mejora sustancial en las transmisiones que se efectúan sobre medios de cobre, aumentando la tasa de bits disponible, y permitiendo la inclusión de más servicios sobre las bandas de *upstream* y *downstream* de tecnologías como ADSL2+. De igual modo, se introduciría una posibilidad real

de aumentar la distancia límite para la prestación del servicio, la cual hoy en día no supera los 3,3km para ADSL2+ y 5km para ADSL, lo que permitiría incluir cada vez a más usuarios, y obtener una tasa de error promedio considerablemente menor. Sin duda (y sin necesidad de adentrarse en engorrosos detalles de costos) la optimización en el uso de infraestructuras de cableado ya desplegadas, tanto en Venezuela como en el mundo, resultaría mucho más factible técnica y económicamente para un proveedor de servicios de telecomunicaciones que lo que implicaría las obras civiles y costos de cableado para una total migración a otro medio de transmisión (por ejemplo, fibra óptica), por lo que vale el esfuerzo desarrollar tecnologías alternativas que mejoren las prestaciones de los medios de acceso ya existentes.

I.4.- Alcance

El diseño planteado para la optimización de la transmisión sobre pares de cobre, está orientado a ser una propuesta netamente teórica. Cualquier montaje físico de circuitería electrónica, total o parcial durante el trabajo, se ha realizado con el único propósito de sustentar, optimizar y desarrollar detalles de diseño que de forma teórica o simulada, no podrían ser especificados. De igual forma, el diseño propuesto se limita estrictamente a los esquemas, diagramas, circuitos, procedimientos y programas expuestos en este trabajo de grado, sujeto a los criterios de diseño utilizados, por lo que el estudio de otras alternativas que pudiesen considerarse válidas para el mismo fin, se encuentran fuera del alcance.

Este trabajo de grado incluye:

- El diseño del sistema propuesto expresado en diagramas, tablas, cuadros explicativos, simulaciones, gráficas, y cualquier otro recurso de carácter técnico que se considere necesario, y que denote las especificaciones técnicas de un sistema construible en una fase prototipo. Descripción detallada de cada uno de los módulos que conforman el diseño así como la explicación detallada del funcionamiento de los mismos.
- Propuesta técnica para la realización de un prototipo físico basado en el sistema diseñado, en una fase posterior al presente trabajo.

Este trabajo de grado no incluye:

- Construcción de un prototipo físico funcional parcial o completo.
- Estudios de factibilidad económica o de costos para la futura construcción de un prototipo físico o implementación comercial.
- Comparaciones con otros métodos, técnicas, o tecnologías disponibles para la realización del diseño.

I.5.- Limitaciones

Las limitaciones encontradas durante el desarrollo del trabajo surgieron fundamentalmente al momento de realizar pruebas sobre montajes realizados de forma complementaria para el diseño de algunos de los módulos del sistema propuesto. En este punto, la principal limitación la ha constituido la operación con componentes de alta frecuencia, las cuales suponen consideraciones constructivas críticas que se extienden más allá del alcance del presente trabajo, y que requerirían un tiempo de configuración y pruebas sumamente prolongado. Sumado a ello, la poca disponibilidad de componentes de alta frecuencia en el país, y las limitaciones en cuanto a importación y costos, han restringido la realización de algunas pruebas a menores frecuencias para la verificación de funcionamiento y estudio de parámetros.

II.- CAPÍTULO: MARCO TEÓRICO

II.1.- Línea de transmisión

Las líneas de transmisión son medios físicos para la propagación de señales, los cuales encierran la energía electromagnética en una región con un comportamiento definido por las características constructivas de la propia línea. La misma está constituida por conductores eléctricos con una disposición geométrica determinada que condiciona las características de las ondas electromagnéticas en ellas. [1]

II.2.- Cable de Par trenzado de cobre

El cable de par trenzado o simplemente “par de cobre” consta de dos alambres de cobre aislados que se trenzan de forma helicoidal. Su forma trenzada permite reducir la interferencia eléctrica tanto exterior como de pares cercanos. Es el medio de transmisión más usado en la actualidad para telefonía alrededor del mundo y en función de él, en los últimos años han sido desarrolladas diversas tecnologías como la familia xDSL para mejorar las transmisiones y sacar mayor provecho del medio.

II.3.- Tecnología ADSL:

La tecnología *ADSL* (Asymmetric Digital Subscriber Line o Línea de Abonado Digital Asimétrica) es una tecnología que se implanta sobre la línea telefónica convencional de cobre convirtiéndola en una línea de alta velocidad. Con esta, los pares de cobre de la red telefónica aprovechan un ancho de banda muy superior al utilizado para transmitir sólo voz. La tecnología ADSL consigue que se pueda añadir simultáneamente la transmisión de datos sin que exista interferencia con el canal de voz, permitiendo por ejemplo, que un usuario hable por teléfono a la vez que navega por internet.

La tecnología *ADSL* como lo indica en sus siglas es asimétrica; esto significa que las velocidades de bajada de información son superiores en la banda de descarga (*downstream*) a las de la banda de carga o subida de datos (*upstream*), para satisfacer la demanda no balanceada que exige la mayoría de usuarios de internet.

La utilización de las bandas se distribuye desde los 26,075 kHz hasta 137,825 kHz la banda *upstream* y desde 138 kHz hasta los 1.104 kHz para comunicaciones en *downstream*. Cada banda es luego dividida en canales de 4,315kHz de ancho de banda.

Gráfica de ocupación espectral de ADSL y ADSL2+

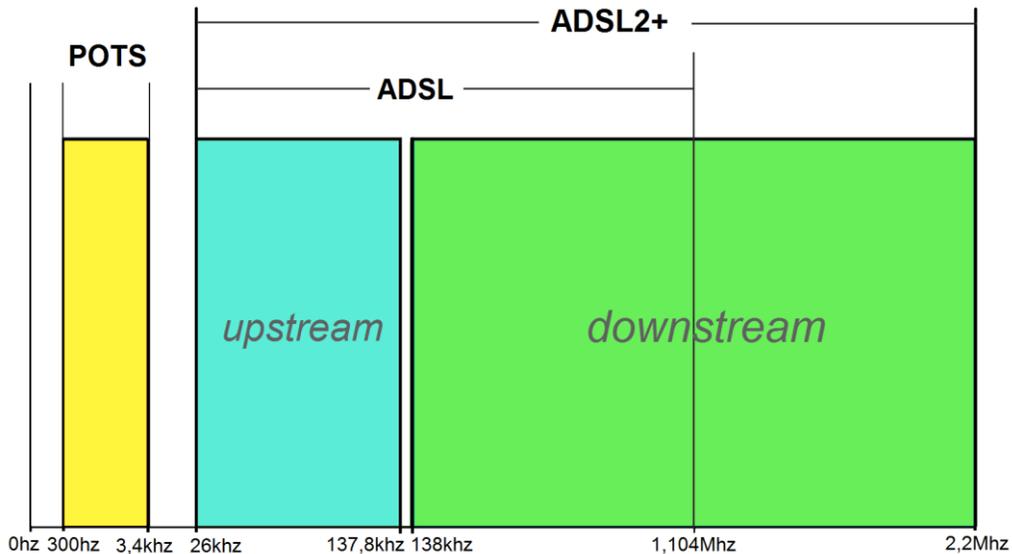


Figura 1 Esquema de ocupación espectral de tecnologías ADSL y ADSL2+

(Fuente propia)

Los módems *ADSL* realizan pruebas para determinar relaciones señal a ruido en cada una de las frecuencias, para esto, el modem prueba la línea de transmisión calculando distancias, características del canal, interferencia de bandas externas e interferencias locales en el equipo. Estas pruebas sirven para determinar sólo las relaciones de señal a ruido de forma que en las frecuencias donde sea muy alta, el modem usará tasas de transmisión menores o las desincorporará. Esto produce menores tasas de transmisión pero mantiene continuidad en la conexión.

ADSL2+

ADSL2+ es una nueva tecnología de acceso a Internet de alta velocidad que permite enviar un mayor caudal de información. Duplica la cantidad de canales de bajada de su

predecesor y presenta tasas de transferencia de datos teóricas de 25Mbps en *downstream* y 1,4Mbps en *upstream* dependiendo de la distancia desde el *DSLAM* a los predios del abonado. Conforme la longitud del tramo aumenta, la tasa de transferencia se va degradando.

Esta tecnología permite alcanzar mayor rendimiento mediante mejores técnicas de modulación que las usadas anteriormente. Sin embargo, las velocidades reales son muy dependientes de la calidad de la línea de transmisión así como de su longitud.

Valores de velocidad de transmisión típicos de ADSL2+ sobre par de cobre

La atenuación por unidad de longitud aumenta proporcionalmente a la frecuencia de las señales transmitidas. De igual forma, cuanto mayor es la longitud del bucle, mayor será la atenuación total que sufren las señales. Estos factores explican por qué existe un caudal máximo para las tecnologías *ADSL* y *ADSL2+*, y a partir de aquí este disminuye en función de la longitud del bucle de conexión. A continuación se ilustra mediante una gráfica el concepto de caudal de información, donde se observa que para distancias cortas el máximo alcanzado es sumamente alto y va disminuyendo de forma progresiva.

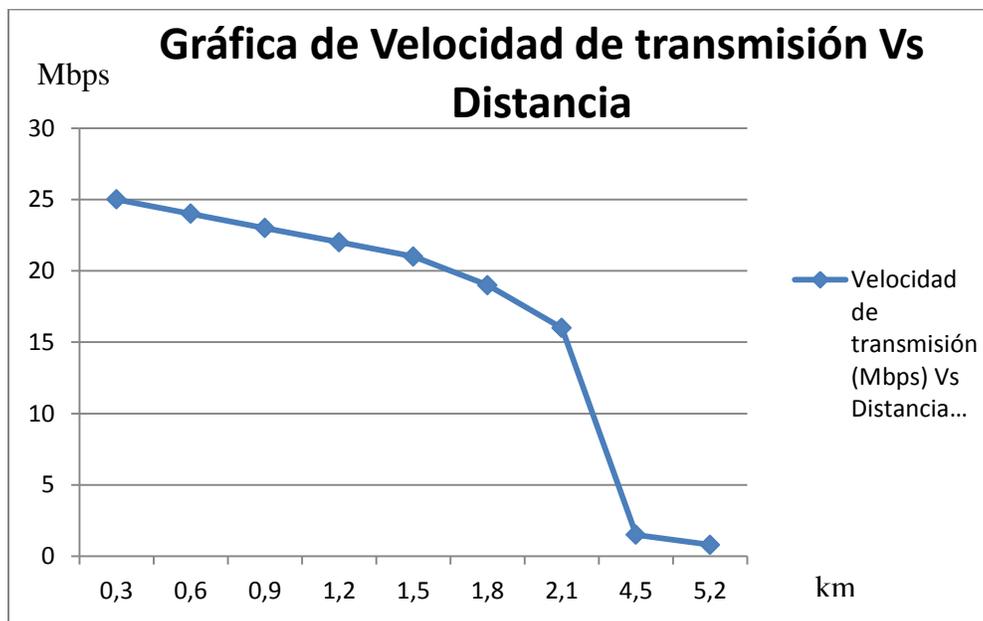


Figura 2 Velocidad de Transmisión Vs Distancia de ADSL2+ sobre par de cobre.

(Fuente propia)

II.4.- DSLAM

El Multiplexor de acceso a la línea digital de abonado *DSLAM* (Digital Subscriber Line Access Multiplexer) se ubica en la central telefónica que proporciona a los abonados acceso a los servicios DSL sobre cable de par trenzado de cobre. Es la pieza fundamental de la comunicación en tecnología XDSL, la cual separa la voz de los datos de las líneas de abonado, permitiendo que cada servicio pueda funcionar simultáneamente.

La comunicación del *DSLAM* y el *MODEM xDSL* se realiza a través de dos interfaces, una remota del lado del usuario o abonado llamada *ATU-R* (ADSL - Terminal Unit-Remote) y otra llamada *ATU-C* (ADSL - Terminal Unit-Central) del lado del proveedor del servicio. Frente a cada uno de los terminales se coloca un dispositivo denominado *splitter* el cual no es más que un conjunto de dos filtros: uno paso alto y otro paso bajo. La finalidad de estos filtros es la de separar las señales transmitidas de baja frecuencia (telefonía) y las de alta frecuencia (datos).

II.5.- Señalización

La señalización en un sistema de telecomunicaciones tiene como objetivo principal permitir a los elementos de conmutación intercambiar la información necesaria para establecer, mantener y liberar una comunicación. Un sistema de señalización acepta información de una fuente (usuario o un centro de conmutación), la transforma y las transmite en una forma determinada a un destinatario. Su tarea es realizar el envío rápido y económico de estas informaciones.

Las funciones básicas de la señalización son siempre iguales, independientemente del tipo de red o el tipo de conmutación. Estas funciones se presentan a continuación:

- Supervisión: La supervisión comprende la detección de condición y/o cambio de estado de algún elemento de la red.
- Direccionamiento: Funciones que se realizan desde el punto de vista de identificación y localización, comprende la información de numeración, petición de cifras, repeticiones, etc.

- Explotación: Función que garantiza una óptima utilización de los recursos disponibles y proporciona información sobre comunicaciones establecidas.

La señalización puede clasificarse de acuerdo a su forma de transmisión como señalización dentro y fuera de banda.

- Señalización dentro de banda: Son aquellos sistemas que comparten el mismo canal para señalar que aquel utilizado por la comunicación principal (canal del mensaje). El canal puede ser un canal físico, como un medio de transmisión, un canal de un método de acceso compartido al medio (canales en frecuencia, ranuras de tiempo, longitudes de onda, etc.) o bien podría tratarse de un canal lógico definido por protocolos de comunicaciones y puertos. [2]
- Señalización fuera de banda: Es aquella que se da en sistemas en donde el canal de señalización y el canal de comunicación principal, son diferentes (sean canales físicos o lógicos).

II.6.- Parámetros eléctricos característicos de la línea de transmisión

Resistencia (R)

Se le llama resistencia eléctrica al fenómeno de oposición que tienen los electrones para desplazarse a través de un conductor. La unidad de resistencia en el Sistema Internacional es el ohm, que se representa con la letra griega omega (Ω) La resistencia de un material depende directamente de su coeficiente de resistividad, y además es directamente proporcional a su longitud e inversamente proporcional a su sección transversal, tal como se expresa en la fórmula:

$$R = \rho \frac{l}{S} [3] \quad (1)$$

Donde ρ es el coeficiente de resistividad del material, l es la longitud y S es el diámetro de su sección transversal. Esta expresión es válida cuando la señal aplicada es en corriente continua. Sin embargo, la expresión es aplicable aun cuando la línea transporta señales de relativa baja frecuencia (menos de 1KHz) [3]

Para señales de alta frecuencia el comportamiento de la línea cambia. Sólo cuando circula corriente continua habrá distribución uniforme de corriente en el conductor. A medida que

aumenta la frecuencia, las diferencias de densidad de corriente a través del medio se hacen más notorias. Bajo este escenario, la expresión que describe el comportamiento de la resistencia para señales de alta frecuencia es:

$$R_{ac} = \frac{1}{\sigma(2\pi a\delta - \pi\delta x^2)} \quad [3] \quad (2)$$

Donde σ es la conductividad del material, “ a ” es el radio de la sección transversal del conductor y δ es la profundidad de penetración

Capacitancia (C)

La capacitancia es la propiedad de un circuito eléctrico para oponerse al cambio en la magnitud de tensión a través del mismo. Se refiere además a la característica de un sistema para almacenar carga entre sus conductores y un dieléctrico, almacenando así energía en forma de campo eléctrico. La unidad fundamental para la medición de la capacitancia se denomina Farad (F) y se define como unidad de Coulomb entre unidad de voltios.

$$F = \frac{C}{V} \quad [4] \quad (3)$$

Inductancia (L)

Determina la capacidad de un elemento de almacenar energía en forma de campo magnético. La inductancia depende tanto de las características físicas del conductor como de su disposición geométrica y de la longitud del mismo. Un inductor puede utilizarse para diferenciar señales cambiantes rápidas o lentas. Se define como el cociente entre la longitud de onda λ entre la corriente del medio I y su unidad son los Henrios (H):

$$L = \frac{\lambda}{I} \quad [5] \quad (4)$$

II.7.- Fenómenos que afectan la transmisión de información en pares de cobre

Atenuación

La atenuación es una característica intrínseca a cualquier canal de comunicación. Significa pérdida de intensidad, y con ello de robustez, de una señal, lo cual se mide en

decibelios (*db*). El deterioro de la calidad de una señal se debe a tres factores principales: la distancia, la interferencia y el cableado. La primera daña la señal proporcionalmente a su longitud y a la frecuencia con que viaja la señal, siendo este último el factor crítico a momento de transmitir a largas distancias. La interferencia existe tanto en redes alámbricas como inalámbricas. En estas últimas puede darse por señales de radio u obstrucciones físicas que bloqueen de cualquier manera la propagación natural de la onda. En los cables, en cambio, la interferencia está asociada con el acople de señales parásitas en las mismas bandas de frecuencia de la transmisión, gracias a fenómenos de inducción electromagnética desde cables adyacentes o desde campos cercanos.

En líneas generales, la atenuación en *db* se traduce en el cociente entre la potencia de la señal emitida y entre la potencia de la señal recibida. Los valores típicos se ubican entre 5db (poca atenuación) y 50db (mayor atenuación), al llevarlos a una escala logarítmica. [6]

Una expresión que describe la atenuación en función de la potencia de entrada (P_i), de la resistencia efectiva de la línea (R) y la corriente promedio consumida (I) es la siguiente:

$$L = \frac{P_i - R \cdot I^2}{P_i} \quad [3] \quad (5)$$

Donde L es la atenuación, R es la resistencia efectiva de la línea, I es la corriente que circula por el conductor y P_i es la potencia de salida de la fuente.

Relación señal / Ruido

Es la proporción que existe entre la potencia de la señal transmitida y la potencia del ruido aditivo presente de forma natural en el ambiente, y que al añadirse a la señal la deteriora. Esta relación se mide en *db*, y en ocasiones es usada para determinar el rango útil de disponibilidad del canal para establecer enlaces estables.

Retardo de Fase

El retardo de fase se define como el retardo o tiempo de propagación en una línea de transmisión, que genera un desfasaje de la señal emitida por la fuente, en el extremo del receptor. Cuando se obtiene la función de transferencia de la línea de transmisión, al observar el espectro de fase notamos que este define el desfasaje de cada onda que se propaga a través del medio, en

relación siempre con la frecuencia. Esto sugiere que puede tratarse cada señal de forma separada según la frecuencia de transmisión. La ecuación que mejor describe el retardo de fase es la siguiente:

$$t_p = \frac{\Phi}{\omega} \quad [3] \quad (6)$$

Donde t_p es el retardo de fase medido en segundos, mientras que $\omega = 2\pi \cdot \text{frecuencia}$.

Retardo de grupo

Se produce cuando los retardos de fase a distinta frecuencia no son iguales, en respuestas de fase de sistemas no lineales. Cuando un grupo de ondas de frecuencias cercanas atraviesa un medio de transmisión, cada una sufrirá diferentes retardos de fase, produciendo que la forma de onda en el extremo receptor (al final) sea distinta de la enviada, lo que se traduce en distorsión. El retardo de grupo puede deducirse a partir de la derivada de la respuesta de fase del sistema en función de la frecuencia. Este fenómeno carece de importancia y no se toma en consideración para la transmisión de una conversación telefónica. Sin embargo, tiene un efecto importante sobre las señales de transmisión de datos sobre banda ancha, y es de vital importancia en el caso de altas velocidades.

Ruido

El ruido es un fenómeno que se produce debido a la naturaleza aleatoria del comportamiento de los electrones en cuanto a su posición en un momento determinado, al encontrarse a una temperatura distinta al cero absoluto. Entre los diversos tipos de ruido existente, el más común es el ruido blanco, que existe inevitablemente en toda línea de transmisión y es un factor determinante de la velocidad máxima que puede alcanzarse en un determinado circuito destinado a transmisión de datos. Posee la característica de ser aditivo, y de estar presente casi en cualquier frecuencia. La cuantificación de un nivel de ruido se realiza expresándolo en dBm, que representa la relación (expresada en decibelios) entre la potencia del ruido y la de una señal de prueba, en un punto particular del circuito (1mW normalmente). De aquí puede deducirse el valor absoluto de la potencia de ruido.

Es más frecuente utilizar el concepto de relación señal/ruido, indicando el número de decibelios que separan a las potencias respectivas en un punto dado. [7]

Distorsión

La distorsión es cualquier cambio en una señal que altere su forma de onda original (en el dominio del tiempo) y en el dominio de la frecuencia modifique la relación entre sus componentes espectrales. Las distorsiones pueden ser lineales o no lineales.

Distorsión lineal: Se altera la forma de onda de la señal transmitida, esto se debe a la respuesta en frecuencia no plana del medio de transmisión; trabaja como un filtro y tiende a modificar la señal, atenuando o resaltando algunas frecuencias del mensaje.

Distorsión no lineal: Ocurre cuando un sistema, debido a su ganancia no lineal, genera nuevas componentes espectrales en las mismas frecuencias ya presentes (armónicos). También puede generar nuevas componentes espectrales en frecuencias suma y diferencia de las frecuencias ya presentes en la señal (intermodulación). [8]

Distorsión Armónica: Es un tipo de distorsión no lineal que ocurre cuando se altera la forma de onda de una señal debido a que la ganancia no lineal del sistema genera nuevas componentes espectrales las cuales son múltiplo de los armónicos ya existentes. Para que se considere como distorsión armónica la deformación en una señal, se deben cumplir las condiciones que se presentan a continuación: [9]

- La señal debe tener energía finita, para esto deberá tener valores definidos dentro de un intervalo.
- La señal debe ser periódica, manteniendo la misma forma de onda en cada ciclo de la señal de corriente o voltaje.
- La distorsión armónica se presenta en cualquier instante de tiempo a lo largo de toda la señal.

Diafonía

La diafonía no es más que una interferencia por canales adyacentes. En inglés se denomina Crosstalk (XT). En los pares trenzados se presenta generalmente debido a acoplamientos por inducción magnética entre los elementos que componen los circuitos

perturbador y perturbado o como consecuencia de desequilibrios de admitancia entre los hilos de ambos circuitos. La diafonía se mide como la atenuación existente entre el circuito perturbador y el perturbado, por lo que también se denomina atenuación diafónica. Esta es más perjudicial a las altas velocidades y es característica en sistemas de transmisión con conductores metálicos. La manera más expedita de corregir la diafonía es mediante el trenzado de los cables. [10]

Reflexión

La reflexión es un fenómeno en telecomunicaciones que se produce cuando la señal en transmisión tiene que atravesar cambios de medio con impedancias características distintas. El cambio de impedancia entre los medios ocasiona que parte de la potencia se refleje en sentido contrario al de propagación, deteriorando de esta manera la onda transmitida, lo cual genera muchas veces errores en la transmisión. Es conocido que la calidad de los elementos del cableado tiene un alto impacto en este parámetro, así como las impedancias de entrada y salida de los equipos de comunicaciones, e impedancias características de los cables y conectores.

II.8.- Otros conceptos teóricos aplicables

Reflectometría

Es una técnica de medición usada para determinar las características de líneas de transmisión, estudiando sólo las formas de onda reflejadas. Esta técnica recibe también el nombre de TDR (Time-Domain Reflectometry o Reflectometría en el dominio del tiempo). Es de gran utilidad para estudiar fenómenos en medios de transmisión eléctricos u ópticos. En un estudio TDR la amplitud de la señal reflejada puede determinarse gracias a la diferencia de impedancias que produce la reflexión, esta puede ser también una discontinuidad en el canal.

El análisis de reflectometría se realiza inyectando un pulso o señal de energía en un medio o sistema, para posteriormente captar la señal reflejada. Analizando la magnitud, duración y forma de la onda inyectada puede determinarse el tipo de interferencia o alteración del sistema que la está provocando.

Si definimos una expresión para la magnitud de la carga acoplada donde el coeficiente de reflexión es ρ , Z es la resistencia de la misma y Z_0 es la impedancia característica del medio, se tiene que:

$$\rho = \frac{Z-Z_0}{Z+Z_0} \text{ (Fuente propia)} \quad (7)$$

Si en lugar de buscar las características de la interferencia ocurrida en la interfaz, se coloca más bien una carga no acoplada conocida, que además de garantizar la reflexión máxima, con la señal reflejada podrían obtenerse entonces todos los valores que caracterizan la transmisión en un medio determinado, permitiendo así conocer la totalidad de los fenómenos que ocurren en determinada línea de transmisión y que de alguna manera afectan la comunicación.

Digitalización de señales

Conversión

La conversión *ADC* (*Analog to digital conversion* o *conversión análogo - digital*) consiste en la obtención de equivalentes digitales de señales cuya naturaleza pudiera ser analógica, o simplemente de forma de onda continua, para facilitar su procesamiento o transmisión, además de hacer la señal resultante más robusta frente al ruido y otras interferencias que lo que podría ser la señal original. Los procesos de conversión de señales digitales a analógicas (D/A) y viceversa (A/D) son esenciales en interfaces de equipos electrónicos que incluyan dispositivos para realizar procesamientos digitales.

Por su parte, el conversor digital – analógico *DAC* (*Digital to analog converter*) es el encargado de realizar el proceso inverso al *ADC*, transformando señales digitales discretas (normalmente binarias) a señales analógicas o bien digitales continuas (según sea el caso).

Procesamiento Digital

El procesamiento digital de señales o *DSP* por sus siglas en inglés (*Digital Signal Processing*) implica la manipulación matemática de data en sistemas computarizados en el dominio discreto, es decir, señales en forma secuencial. Se usa principalmente en aplicaciones que requieran gran cantidad de operaciones aritméticas a alta velocidad. El esquema básico para lograr la *DSP* es mediante un par de conversores a la entrada y salida del mismo, donde el *ADC* provee la data de forma digital discreta y el de la salida regresa la data tratada a su estado analógico o digital continuo (dependiendo de la naturaleza de la señal original). La base para la representación discreta de una señal es el *muestreo*. Este consiste en tomar porciones de señal o “muestras” de forma constante a una tasa determinada. Luego se lleva la sucesión de muestras de

valores continuos en amplitud a una secuencia de valores discretos según la aproximación utilizada, en una cantidad de niveles proporcional a la calidad deseada y a la naturaleza de la señal. A este proceso se denomina *cuantificación*. Para finalizar, la representación discreta de la señal, la señal cuantificada, es llevada al dominio digital, al ser *codificada*. La mayoría de las codificaciones son de espectro binario, con lo que la señal se representa como un tren de impulsos comprendidos entre ceros y unos lógicos representados por dos niveles de voltaje distintos. A la señal resultante de este proceso también se denomina *señal binaria*.

Cuando se tiene la señal de forma digital es posible realizar transformaciones de la misma para poder efectuar procesos de análisis complejos de maneras más simples, que de otra forma resultarían imposibles. La conversión más útil en el mundo del procesamiento digital de señales es la transformada de Fourier, que lleva la señal al dominio de la frecuencia; en este campo es más factible realizar cambios a la señal de entrada. Son usuales las aplicaciones de eliminación de ruido en este entorno; estas se llevan a cabo por medio de la construcción de filtros.

Filtros Digitales

Un filtro digital, al igual que un filtro típico, es un sistema capaz de discriminar parte de la información que ingresa, independientemente de la distribución de la información. Para los filtros digitales usualmente la discriminación se realiza en base a consideraciones en el dominio de la frecuencia, pero pueden verse otros criterios como longitud de onda, velocidad, etc. Un filtro se puede catalogar de dos maneras: de *respuesta impulsiva* (dentro del dominio del tiempo) y de *respuesta en frecuencia* (en el dominio de la frecuencia) que no es más que la transformada de Fourier de la respuesta impulsiva. Existen además tres tipos comunes de filtros, que llevados al mundo digital permiten obtener formas más complejas y de mejor rendimiento: los *Pasa-bajos* que dejan pasar las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte especificada. Los *Pasa-altos* que filtran las componentes por debajo de la frecuencia de corte determinada y los filtros *Pasa-banda*, que dejan pasar componentes comprendidas entre dos frecuencias de corte, superior e inferior. [11]

Los filtros digitales se aplican en el dominio del tiempo convolucionando la data con los coeficientes del filtro, proceso que permite la modificación de la señal en tiempo real. Como es

conocido, la respuesta de un filtro será igual al cociente de su salida en tiempo dividida entre la entrada en tiempo.

Capacitancia Parásita en Circuitos Electrónicos

Se conoce como capacitancia parásita a aquella que existe entre las partes de un circuito, simplemente por la proximidad de los componentes entre sí. Esto provoca que los componentes actúen como capacitores diminutos. Cuando dos conductores a diferentes potenciales están cerca uno del otro, se ven afectados por el campo eléctrico de cada uno

A bajas frecuencias, la capacitancia parásita por lo general puede ser ignorada, pero en circuitos de alta frecuencia puede ser un problema importante. En los circuitos con amplificadores con respuesta de frecuencia extendida, la capacitancia parásita entre la salida y la entrada puede actuar como un camino de realimentación, haciendo que el circuito oscile a altas frecuencias. Estas oscilaciones no deseadas se llaman *oscilaciones parásitas*.

Los circuitos de alta frecuencia requieren técnicas especiales de diseño para minimizar los efectos de la capacitancia no deseada, como separación mínima de cables y componentes, anillos de protección, planos de tierra, desacoplos de energía entre terminales, entre otros. Por ejemplo: la capacitancia parásita entre la base y el colector de los transistores y otros dispositivos activos es el principal factor que limita su rendimiento de alta frecuencia.

Usualmente el uso de bobinas para las altas frecuencias tiende a disminuir los efectos de esta capacitancia. [19]

II.9.- Amplificadores operacionales y compuertas

Los amplificadores operacionales, también conocidos como *OPAMP* por sus siglas en inglés, son amplificadores diferenciales con acoplamiento DC de alta ganancia. El componente tiene dos entradas y una salida, se alimenta generalmente con fuentes bipolares de entre $\pm 1\text{v}$ y $\pm 15\text{v}$. El símbolo de los amplificadores operacionales se muestra en la Figura 3. Donde la salida

es positiva cuando la señal que ingresa por la entrada no inversora (+) es mayor que la entrada inversora (-) y viceversa, negativa en caso contrario.

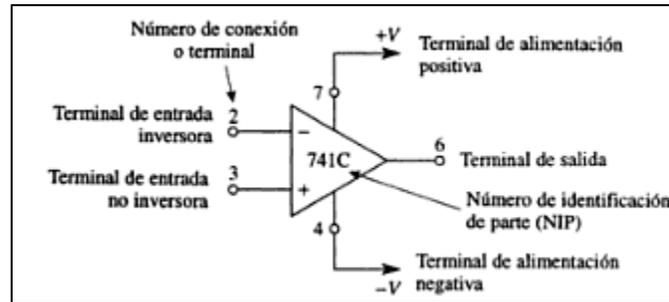


Figura 3 Símbolo de circuito de un amplificador operacional de propósito general

Fuente: [12]

La numeración de los terminales de la ilustración anterior corresponde a un miniDIP de 8 terminales.

Los Amplificadores operacionales son populares por sus costos accesibles y por lo sencillo que resulta trabajar con ellos. Existe una gran variedad de amplificadores operacionales que generalmente se usan para conformar circuitos que trabajan con frecuencias bajas, medias y altas.

Algunas funciones de los OPAMPS son: Capacidad de alta corriente y/o alto voltaje, amplificadores de ganancias programables, circuitos integrados para comunicaciones, circuitos integrados para radio, audio y video, circuitos integrados que funcionan con una sola fuente de alimentación, circuitos integrados que funcionan con fuentes de alimentación bipolares, entre otros. [13]

II.9.1.1.- Osciladores Senoidales de alta frecuencia.

Oscilador Puente de Wien

El circuito básico está compuesto por un amplificador operacional y un par de circuitos RC (condensador y resistencia), una en serie y otra en paralelo, donde los valores de resistencias y condensadores son iguales. Adicionalmente, un arreglo de resistencias R1 y R2 determina la ganancia del oscilador. Para este tipo de oscilador debe cumplirse la relación

$2 \cdot R_1 \leq R_2$ para que la ganancia de este amplificador compense la atenuación causada por los circuitos RC y de esta manera exista la oscilación deseada. [14]

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \text{ (Fuente propia)} \quad (8)$$

Expresión que describe la relación del oscilador puente de Wien para la frecuencia deseada, donde R y C son los valores de resistencia y condensador usados para la red RC que determina la frecuencia del circuito.

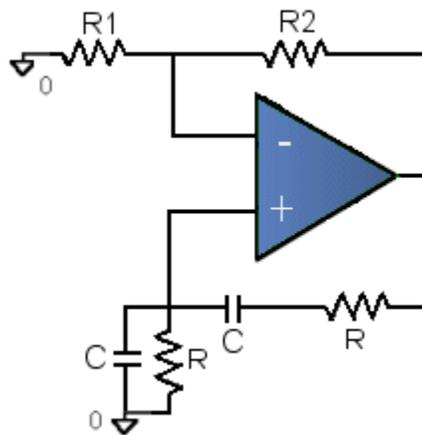


Figura 4 Esquema circuital de oscilador Puente de Wien.

[14]

Oscilador Colpitts

Es un circuito electrónico LC (bobina - condensador) basado en un oscilador con transistor que conforman un oscilador de alta frecuencia con amplio rango espectral, sin que exista una entrada de señal. Es un circuito de alta estabilidad para muy altas frecuencias. Para poder lograr la oscilación el circuito utiliza un divisor de tensión de dos condensadores: $C1$ y $C2$ son conectados a tierra en su unión. De esta manera en sus terminales (el superior de $C1$ e inferior de $C2$) tendrán tensiones opuestas. La realimentación positiva se obtiene del terminal inferior de $C2$ y es llevada a la base del transistor a través de una resistencia y un condensador. La bobina $L1$ es una bobina de choque (*choke* en inglés) que se utiliza para evitar que la señal alterna pase a la fuente V_{cc} . [15]

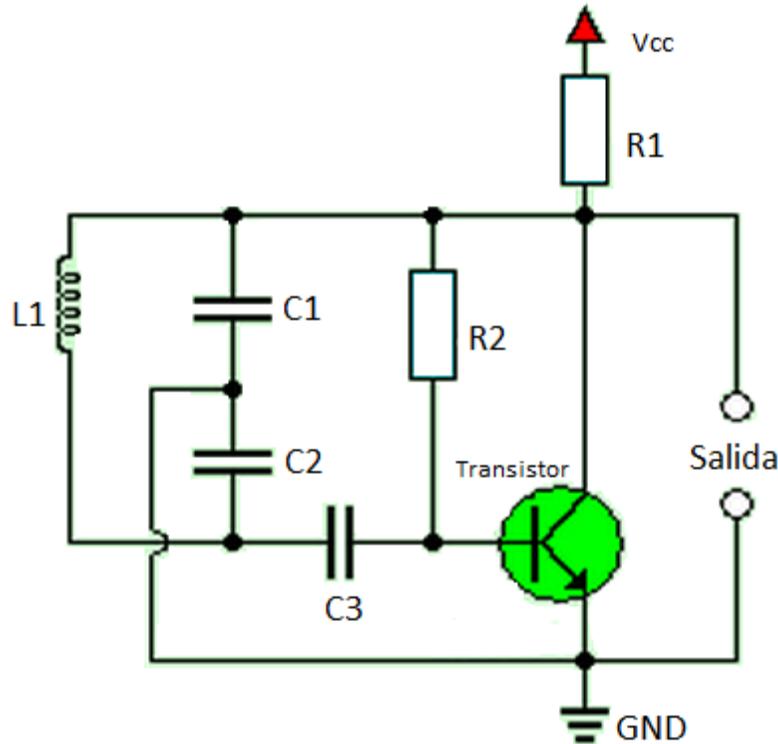


Figura 5 Diagrama circuital de oscilador de Colpitts

(Fuente propia)

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (\text{Fuente propia}) \quad (8)$$

Fórmula para cálculo de la frecuencia en Oscilador Colpitts, donde los valores de los componentes están indicados en la figura anterior.

Compuerta Schmitt Trigger

Una compuerta Schmitt Trigger es un circuito comparador modificado. Según la señal de entrada, el circuito establece dos umbrales de comparación a partir de los cuales determina la salida binaria. Los umbrales están determinados por dos voltajes comparativos V' los cuales se producen de acuerdo con V_{cc} (tensión de alimentación de la compuerta) y un arreglo comparativo de resistencias que hacen un divisor de voltaje común, tal y como en un circuito comparador típico.

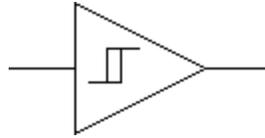


Figura 6 Representación gráfica de la compuerta
(Fuente Propia)

La compuerta cambia de estado cuando la señal de entrada excede el límite superior; en este punto la salida será el valor de V_{cc} negativo previniendo el cambio de estado ante cambios pequeños en la onda de entrada. La salida volverá a alternarse cuando la entrada supere el límite negativo de V' . El *Schmitt trigger* es uno de los comparadores más estables que existen. [16]

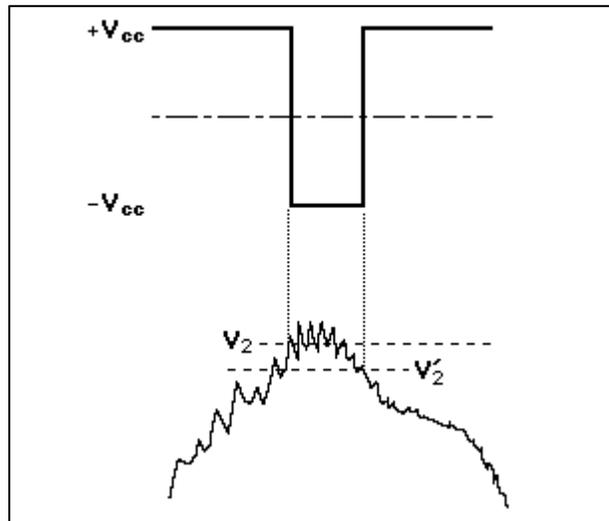


Figura 7 Esquema de comparación de compuerta Schmitt
[16]

El método usado para variar el ciclo de trabajo de la salida de la compuerta es bastante simple. Como los voltajes comparativos son fijos, porque dependen de la alimentación V_{cc} , si a la entrada se le asigna un Nivel DC negativo o positivo, los límites de comparación estarán entonces más abajo o más arriba en relación a la entrada, lo que producirá que la salida binaria de la compuerta varíe su ciclo de trabajo positivo o negativo según se requiera.

II.10.- Modulación FSK

La modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) es un tipo de modulación digital donde la portadora sinusoidal toma dos valores de frecuencia los cuales son determinados directamente por un tren de pulsos binarios, esta última señal no necesariamente debe tomar valores entre 0 y 1, ya que lo verdaderamente indispensable es una amplitud que varíe entre dos niveles discretos de voltaje. El funcionamiento básico de este modulador luce de esta manera:

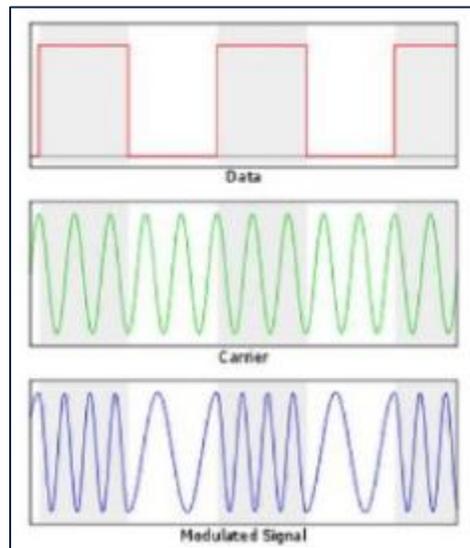


Figura 8 Representación gráfica de modulación FSK

([17])

El comportamiento típico de este tipo de modulación es el cambio de frecuencia que proporciona la señal moduladora (data o mensaje) a medida que el valor de la amplitud de esta última varía entre los niveles de voltaje previamente establecidos. En la Figura 8 se tienen un tren de pulsos binarios, una portadora y la señal modulada, donde se puede observar claramente como la frecuencia de la portadora cambia en función de los datos de entrada, ambos cambios ocurren en el mismo instante de tiempo ya que la velocidad de cambio de la entrada mejor conocida como **velocidad de bit** es exactamente igual a la velocidad de cambio en la salida del modulador (**velocidad de baud**). La diferencia entre estas dos velocidades viene dada por la definición de la velocidad de bauds la cual es la tasa de línea en símbolos por segundos y la velocidad de bit es medida en bits por segundo (bps). ([18])

II.11.- Circuito Duplexor

Un circuito duplexor es una configuración de componentes electrónico con 3 puertos, que opera principalmente en conexiones de telefonía fija. Este circuito está conformado por un puerto de entrada In, un puerto de transmisión y recepción de señales In-Out conectado comúnmente a la línea de transmisión y un puerto de salida Out. Toda la señal que incide por el puerto In es transmitida al puerto In-Out, y la señal incidente que proviene de la línea de transmisión ingresa al circuito duplexor por el puerto In-Out y es enviada en su totalidad al puerto Out. El equivalente de un duplexor en el mundo de las señales de microondas y guías de onda es el circulador. A continuación se muestra un diagrama ilustrativo del funcionamiento del circuito duplexor:

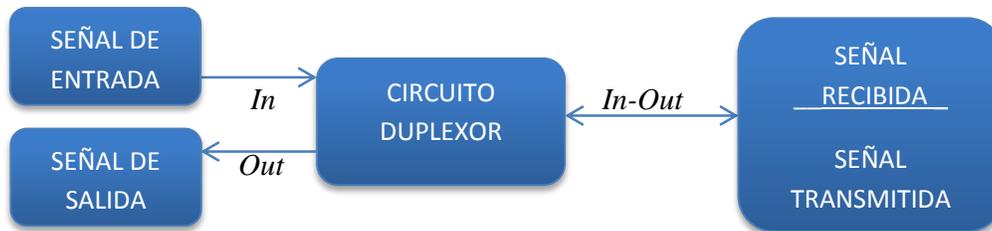


Figura 9 Esquema de funcionamiento de circuito duplexor.

(Fuente propia)

III.- CAPÍTULO: MARCO METODOLÓGICO

El diseño de un sistema con los propósitos planteados en el presente trabajo involucra la comprensión profunda de fenómenos que incluyen, en primer lugar, la manera en la que la señal sufre pérdidas mientras viaja por el canal. Los fenómenos que perjudican la calidad de la señal son intrínsecos a la propagación a través de cualquier medio de transmisión. Por ello, conocer no solo los efectos, sino sus causas, permite el diseño y posterior construcción de un equipo capaz de perfeccionar las transmisiones sobre la tecnología ADSL2+. En consecuencia, la etapa inicial de este proyecto, llamada para efectos prácticos *fase I*, ha comprendido una investigación exhaustiva de todos los conceptos involucrados en la transmisión de señales sobre líneas de cobre. El manejo de cada uno de estos fenómenos ha sido fundamental para el desarrollo de técnicas que permitan anticipar comportamientos específicos en el medio de transmisión, y ha provisto de las herramientas teóricas necesarias para plantear soluciones a cada uno de los problemas puntuales que se han presentado.

La investigación realizada comprende todo tipo de fuentes, en su mayoría, con altos contenidos técnicos y enfoques profesionales o académicos. Entre ellos se destacan: hojas de datos, tablas, gráficas, manuales de operación y publicaciones académicas. Parte de esta recopilación teórica puede verse en el Marco Teórico del presente trabajo.

La exploración teórica previa ha permitido categorizar los fenómenos de interés con sus respectivos comportamientos anticipados para luego, de forma sistemática, emprender la fase de diseño. En esta, la *fase II*, se ha realizado un diagrama general del modelo, comenzando con un esquema sencillo que denotase los componentes mínimos necesarios para el funcionamiento del equipo. Luego, a partir de este esquema, se han realizado diagramas individuales de cada una de las secciones del diseño, con el fin de desglosar las funciones y requerimientos específicos de cada sección. Esta metodología ha permitido manejar cada sección de forma más controlada, de modo que pudiese confrontarse cada potencial problema de diseño de forma puntual y aislada. La mayor parte del diseño del equipo se llevó a cabo haciendo uso de *software* específicos de simulación, según los requerimientos de cada sección. Los programas utilizados para diseñar el equipo han sido: el software de simulación de circuitos electrónicos MULTISIM versión 11.0.278, de los desarrolladores National Instruments; y el programa de computación para el

cálculo numérico vectorial MATLAB R2011a, versión 7.12.0.635 del grupo desarrollador The MathWorks. La máxima factibilidad en la transformación del diseño digital a un potencial diseño físico, ha sido la premisa fundamental para la escogencia de los programas a utilizar. Todo lo referente a circuitos electrónicos ha sido diseñado y estudiado bajo el software MULTISIM, mientras que todo lo concerniente a diseño de los algoritmos de procesamiento digital requeridos ha sido diseñado en el programa MATLAB.

Seguido al pre-diseño teórico realizado, una fase de diseño detallado ha tenido lugar gracias a la simulación de los circuitos electrónicos de los módulos principales. El proceso de simulación ha constituido el más importante de los procesos de la fase de diseño, ya que ha permitido obtener las configuraciones de operación requeridas, y comprobar el correcto funcionamiento de los diseños, permitiendo realizar modificaciones amplias o puntuales de manera dinámica, lo que ha significado una flexibilidad importante para el re-diseño, al tiempo que se han ido observando los resultados simulados.

Como complemento a las simulaciones, se consideró prudente realizar (de forma paralela) el montaje físico de los circuitos de algunos de los módulos que se considerasen necesarios, a fin de verificar el funcionamiento real de las simulaciones, optimizar los diseños, y comparar la eficacia del diseño digital con respecto al real. La observación de la respuesta de los circuitos y módulos físicos ha permitido observar y trabajar en función de fenómenos que normalmente no se presentan en simulaciones digitales, lo que incluso determinó en varias ocasiones cambios en el diseño.

Para la *fase III*, del presente trabajo, se ha planteado una metodología con la que puede llevarse a cabo, en una etapa futura, la construcción de un prototipo físico funcional; esto con base en las experiencias obtenidas en la realización del diseño y las pruebas a los módulos cuya circuitería decidió realizarse como complemento al diseño. En esta última fase se han planteado algunos de los componentes que se deben usar en una fase prototipo, consideraciones a tener en cuenta en esta fase, detalles con respecto a las transmisiones a altas frecuencias, peculiaridades acerca de la obtención de los componentes circuitales necesarios, entre otros aspectos. El objetivo final de esta última fase ha sido, a partir del diseño funcional, facilitar la implementación física futura del prototipo, para darle continuidad al trabajo realizado.

IV.- CAPÍTULO: DESARROLLO

Las tecnologías ADSL y ADSL2+ poseen como principal característica la rigidez de sus máscaras de densidad espectral de potencia en transmisión (PSD, por sus siglas en inglés). Esta rigidez imposibilita una adaptación adecuada a las condiciones cambiantes de la línea, especialmente en términos de disponibilidad de canales “limpios”, o libres de ruido. Como es característico en sistemas de banda ancha, el ruido aditivo se añade a la transmisión, aunque no de manera uniforme. La razón obedece a una multiplicidad de factores asociados a condiciones externas e internas a la propia línea, y generalmente es caracterizado en la distribución de probabilidad del ruido asociado,

Las técnicas de adaptación a las condiciones cambiantes de la línea en ADSL y ADSL2+ poseen un carácter más preventivo que correctivo, El esquema más común de adaptación es el de disminución de la tasa de modulación de portadoras asociadas a bandas ruidosas, en los que la probabilidad de error de bit es mucho mayor. La disminución en la cantidad de portadoras moduladas y bits transmitidos, puede ser vista como una mera disminución del ancho de banda efectivo. Esto se traduce en una reducción dramática en las velocidades de transmisión, dado que se detectará menor relación señal a ruido en la línea. Al analizar el problema a fondo, pudiese resultar casi evidente la necesidad de aumentar la relación señal a ruido para obtener una mejora sustancial, especialmente en las bandas o canales más ruidosos. No obstante, es bien conocido que, más allá de las técnicas de cancelación de ruido implementadas en estas tecnologías, no es mucho lo que queda por hacer cuando las señales se ven sometidas a niveles de atenuación tan elevados como los presentados en distancias relativamente considerables (superiores a 3km), especialmente para los canales de frecuencia superior. La única alternativa en este punto pareciera ser el incremento en la potencia de transmisión de forma discriminada en determinadas bandas, o lo que es lo mismo, la modificación de la máscara de potencia PSD de los equipos (tanto en el *DSLAM* como en los módems de usuario). No obstante, es una realidad que los estándares de ADSL y ADSL2+ se han diseñado con restricciones en la potencia de transmisión, fijando límites en los valores de amplitud e impidiendo una verdadera adaptación a cambios en la línea, dada la rigidez de las máscaras PSD.

La construcción de sistemas adaptativos que no sólo sean capaces de medir las pérdidas que ocasiona el medio utilizado, sino que puedan modificar la transmisión en función de la información recabada, permitirían una mayor robustez en las señales, haciendo que los efectos del canal disminuyan enormemente, lo que se traduciría en mejoras sustanciales en las comunicaciones sobre medios alámbricos. Estas representan justamente las premisas de diseño con las que se ha dado inicio a la fase de desarrollo del presente trabajo

A fin de disminuir los efectos producidos por el canal, el sistema que se plantea debe ser capaz de adecuar la señal en transmisión generada por los equipos DSL, de manera que, cuando esta se vea expuesta a los deterioros que sufre atravesando el medio, las pérdidas y desfases introducidos hayan sido anticipados y compensados de forma previa, de modo que al alcanzar el otro extremo, se presente lo más parecida posible a la señal transmitida originalmente por el MODEM o el DSLAM (según sea el caso). De acuerdo con esto, la “adecuación” o compensación debe existir para las transmisiones en el sentido central – abonado en la banda de *downstream*, y en el sentido abonado – central en la banda de *upstream* de ADSL o ADSL2+.

IV.1.- Diagrama Conceptual del Sistema



Figura 10 Esquema básico de comunicación

(Fuente Propia)

En la Figura 10 se muestra un esquema básico del sistema planteado para la compensación de las señales. Sobre el “canal” (el par trenzado de cobre) se encuentran los dos elementos que conforman el sistema a diseñar; estos son los equipos “A” y “B”, correspondientes a extremos que, para efectos prácticos, se denominarán del mismo modo. El equipo en el “Extremo A”, a la izquierda, se denominará “Analizador/Compensador Central”. Se ubica en la central telefónica, entre el cable telefónico que proviene del usuario y el *DSLAM*. Este equipo contará con cuatro (4) funciones fundamentales en el sistema: en primer lugar, será

el encargado de obtener los parámetros que caracterizan el comportamiento de la línea, a partir de mediciones realizadas con señales de prueba. La segunda función, una vez realizada las pruebas será la de calcular las nuevas máscaras de potencia, para su propia banda de transmisión (banda de *downstream*), y la del equipo en el extremo opuesto (banda de *upstream*). En tercer lugar, deberá transmitir los parámetros de la máscara del lado “B” al equipo en ese extremo, para que este pueda compensar los efectos en la banda de *upstream*, y por último, deberá aplicar la máscara calculada para compensar, en tiempo real, la señal DSL a punto de ser transmitida por el DSLAM en la banda de *downstream*. Por su parte, el equipo en el “Extremo B”, a la derecha, recibirá el nombre de “Compensador de Extremo de Abonado”. Se ubica en los predios del usuario final, entre el modem DSL y la línea (cable telefónico proveniente de la central). Su función será, como ya se mencionó, la de compensar la transmisión del MODEM en la banda de *upstream*, a partir de una máscara PSD construida con los parámetros calculados y transmitidos desde el “Extremo A”. Como se puede observar, la mayor cantidad y complejidad de funciones se encuentran en el extremo “A”. El propósito de este desbalance ha sido el de diseñar el equipo de mayores requerimientos del lado de la central, ya que por las funciones que debe realizar, se anticipa será el más grande en tamaño, complejo en componentes y el más costoso, en comparación con el equipo de extremo de usuario, que debe representar mínimos recursos; todo esto en función de hacer factible la implementación del sistema.

Para conocer las características del canal es necesario realizar pruebas controladas sobre el mismo. De la teoría se conoce que la reflectometría es el método usado por múltiples equipos analizadores de línea para medir parámetros como la atenuación, la relación señal a ruido, la velocidad de fase, entre otros. El método básico consiste en efectuar las mediciones inyectando una señal en el medio y captando la señal reflejada. Si en una línea de transmisión el coeficiente de reflexión en la interfaz del extremo lejano (opuesto a la inyección de la señal) es mínimo, también lo será la señal reflejada, y en consecuencia, será imposible realizar ningún tipo de comparación o medición con respecto a la señal transmitida. Si por el contrario, la reflexión es máxima, la señal recibida tendrá mejores oportunidades de arrojar valores confiables al realizar los cálculos. El coeficiente de reflexión en cualquier interfaz depende de la relación entre la impedancia de entrada o salida de un equipo (Z) y la impedancia característica de la línea de transmisión (Z_0), según la (7). En ella se puede observar que cuando las impedancias son idénticas, no existe reflexión (acople: caso contrario al deseado), mientras que cuando las

impedancias son considerablemente distintas, el coeficiente de reflexión es alto y la potencia de la señal reflejada será mayor (caso esperado). De aquí surge una nueva premisa de diseño, la cual será que el equipo en el extremo “B” deberá de alguna manera cambiar su impedancia de entrada de tal modo de producir desacople y máxima reflexión durante las pruebas a la línea, y regresar a la condición de acople para la operación normal DSL.

Si se inyecta desde un extremo una *señal de prueba* periódica cuyo contenido en frecuencia cubra todo el espectro útil de la banda ADSL2+, cumpliéndose las premisas antes mencionadas que generarán reflexión en el extremo lejano, al primer extremo retornará la señal de prueba afectada dos veces por la atenuación y desfase producido por el canal. Esta constituye justamente la información de interés para el análisis de la línea y el cálculo posterior de las máscaras de compensación.

Partiendo del hecho de que una línea de transmisión puede ser modelada como un sistema, y que su función de transferencia es $H(f)$, la misma puede ser calculada a partir de las transformada de Fourier de la señal reflejada $y(t)$ y la señal de prueba $x(t)$, es decir, $Y(f)$ y $X(f)$, respectivamente. Dado que la propagación de la señal de prueba ocurre dos veces por el mismo canal, la relación que describe las pruebas al canal está dada por: $Y(f) = H^2(f) \cdot X(f)$. Si se lleva esta relación a decibeles se obtiene que $Y_{dB(f)} = 2 H_{dB(f)} \cdot X_{dB(f)}$, de donde $H_{dB(f)} = (1/2) Y_{dB(f)} / X_{dB(f)}$. En este punto se observa que la función $H(f)$, al ser una función compleja, permite la obtención de un espectro de amplitudes y un espectro de fases, lo que describe el comportamiento del coeficiente de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$ que afecta a las señales en una línea de transmisión, donde α es el coeficiente de atenuación y β el coeficiente de fase, siendo ambos funciones tanto de la frecuencia como de la distancia. No obstante, para que la función $H(f)$ sea una función que realmente caracterice el comportamiento de la línea, $Y(f)$ y $X(f)$ deben poseer necesariamente componentes espectrales en todo el ancho de banda de interés. Lo ideal sería que la señal $X(f)$ sea un tren de impulsos, pero más adelante se verá que en la práctica resulta casi imposible generar y trabajar con este tipo de señales.

Con el fin de comenzar a definir los elementos que compondrán el sistema, del cual hasta este punto se han mencionado varias de sus características básicas y premisas de diseño, se ha comenzado a concebir la estructura de los equipos definiendo esquemas básicos, y efectuando a partir de allí la generación de más premisas. Con ello se estaría yendo de lo general a lo

2. El “módulo duplexor 2”. posee la función de separar las señales en transmisión de aquellas en recepción, y conecta al equipo con la línea de transmisión que se extiende desde la central hasta el usuario.
3. El “Convertor analógico-digital” transforma las señales que requieren ser tratadas en señales en formato digital discreto, para ser posteriormente ingresadas a los módulos de procesamiento. Este módulo convertirá en digital tanto la señal de prueba como la señal DSL cuando requiera ser compensada.
4. La “unidad de procesamiento digital CPU” recibe la data proveniente del convertor A/D para comparar los valores de la señal reflejada contra la señal de prueba original, en el caso de las mediciones reflectométricas sobre la línea. Con esta relación de amplitud y fase la unidad produce la función de transferencia característica del canal, la cual usa para crear la máscara de potencia o *filtro pre-énfasis*. Una vez hecho esto, la función más importante del CPU es convolucionar la señal a transmitir desde el *DSLAM* con el *filtro pre-énfasis*. El CPU físicamente estará compuesto por dos módulos de procesamiento: uno de muy alta velocidad, optimizados para cálculos (DSP o Digital Signal Processor), y uno de más baja velocidad llamado MCU (Master Control Unit) encargado de conmutar las funciones del equipo.
5. El “Modulador transmisor FSK” es el módulo encargado de enviar al extremo “A”, los parámetros de ajuste del filtro de *pre-énfasis* para que este compense la señal que transmite en su banda. De igual modo envía la señalización para que el equipo en el extremo “B” conmute entre los distintos modos de operación.
6. “Módulo duplexor 1” Tiene las mismas características que el módulo duplexor 2. La principal diferencia radica en las conexiones del mismo. Es quien gestiona las transmisiones con el *DSLAM*.

IV.2.1.2.- Módulos del Compensador de Extremo de Abonado

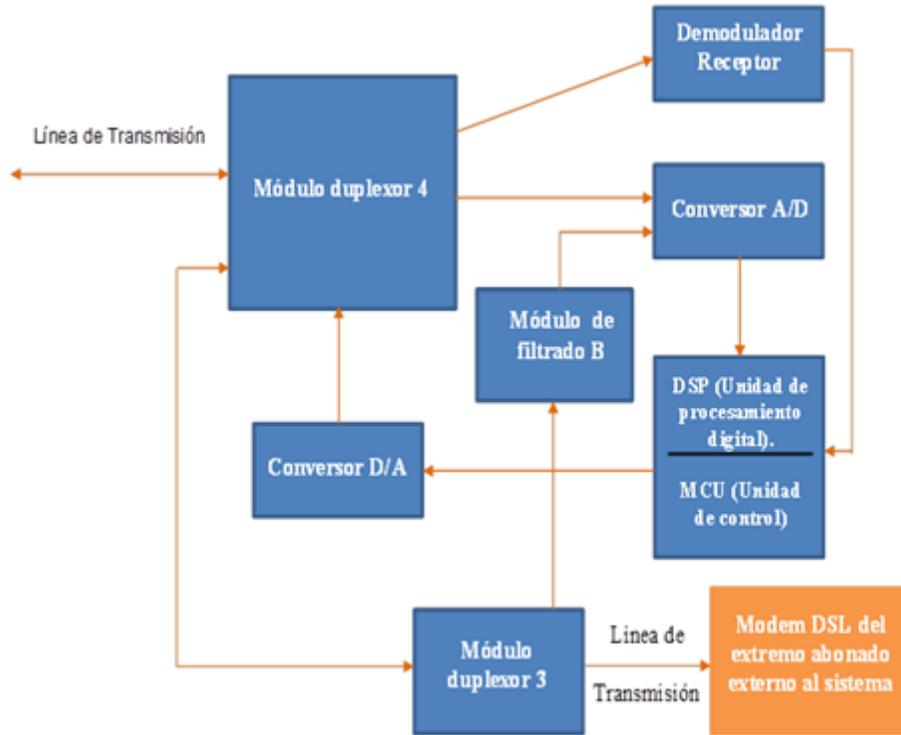


Figura 12 Diagrama de bloques de funcionamiento de módulos del “Compensador de extremo de abonado”

Según el diagrama de bloques previo se describe a continuación las funciones de los módulos que definen el funcionamiento básico del “Compensador de Extremo de Abonado”.

1. El “módulo duplexor 4”, el cual (siendo el equivalente del módulo duplexor 2 del Analizador/Compensador Central) se encarga de separar las señales en transmisión de aquellas en recepción, y conecta al equipo con la línea de transmisión que se extiende desde el usuario hasta la central telefónica.
2. El “Convertor analógico digital” al igual que el “Analizador/compensador central” digitaliza la señal proveniente de los módulos acopladores para inmediatamente proporcionársela a la unidad de procesamiento digital (CPU).
3. La “unidad de procesamiento digital CPU” posee las funciones de realizar la compensación de las señales en transmisión para la banda de *upstream*, realizando operaciones de convolución a partir de la máscara de potencia o *filtro pre-énfasis*

recibido desde el Analizador/Compensador Central. Adicionalmente, debe mantener la coordinación y sincronía de los modos conjuntamente con el extremo “A”, de acuerdo a la señalización que llega por el canal FSK.

4. El “Demodulador receptor” es el módulo encargado de demodular la señal FSK proveniente del “Analizador/Compensador Central” y recuperar la banda base digital. Esta señal modulada contiene como mensaje los parámetros de ajuste que utilizará el DSP para generar el filtro de *Pre-énfasis* que compensará las señales en su banda de trabajo (*upstream*, en este caso).
5. El “Módulo duplexor 3” Tiene las mismas características que el módulo acoplador de la línea 4, con la diferencia que gestiona las transmisiones con el Modem *DSL*.

Los equipos de los Extremos “A” y “B” deben funcionar simultáneamente y de forma coordinada para un efectivo cumplimiento de las tareas para las cuales han sido diseñados. De hecho, ambos equipos contarán con cuatro (4) modos de operación. En todo momento debe existir sincronía entre las operaciones de ambos extremos.-Los modos de operación del equipo “Analizador/Compensador Central” se muestran a continuación con su respectivo funcionamiento:

IV.3.- Modos de Operación del Sistema

1. **Modo de prueba:** Este modo activa el paso de la señal de prueba desde el módulo “generador de la señal de prueba” hacia el “módulo acoplador de línea 2”, en el extremo “A”, para ser acoplado y transmitido sobre la línea hacia el “Compensador de Extremo de Abonado”, en el extremo “B”. Al ocurrir el cambio de impedancia en el “Compensador de extremo de abonado” (cambio que debe generar este mismo equipo al entrar en este modo de operación), se obtiene la reflexión de la señal de prueba, casi en su totalidad. Esta señal reflejada proveniente del canal que ingresa al “Módulo duplexor 2” y es transmitido al “conversor analógico-digital”, donde la señal se digitaliza para luego ser analizada y procesada por la “Unidad de procesamiento digital DSP”. En este último módulo se efectúa el cálculo de la función de transferencia del canal, y a partir de ella se generan las máscaras de potencia que compensan las señales *DSL* provenientes tanto del Modem *DSL* como del *DSLAM* (filtros digitales de *Pre-énfasis*).

2. **Modo de Transmisión-Recepción FSK:** En este modo de operación se transmiten los parámetros del filtro de compensación o *Pre-énfasis* hacia el extremo “B”. Estos parámetros son generados por la “Unidad de procesamiento digital DSP” del “Analizador/Compensador Central”; luego pasan por el “Modulador Transmisor” donde se realiza una modulación digital FSK, y por último, los datos ya modulados son enviados hasta el “Compensador de extremo de abonado”, saliendo a la línea de transmisión a través del “módulo duplexor 2”. Los datos modulados llegan al lado del abonado a través de la línea y son ingresados al “Compensador de extremo de abonado” por el “módulo duplexor 4” quien automáticamente los envía al módulo “Demodulador Receptor”. En este módulo los datos de ajuste son demodulados y enviados a la “Unidad de procesamiento digital DSP” para generar, a partir de los datos recibidos, la máscara de potencia o filtro de *pre-énfasis* que compensará las señales provenientes del modem *DSL*, y que serán enviadas al *DSLAM*.

3. **Modo *DSL* compensado:** En el “Analizador/Compensador Central” la señal proveniente del *DSLAM* es enviada a un filtro pasabandas cuya banda de paso es exactamente la banda de *Downstream* de *ADSL2+*, ya que es esta justamente la que contiene la señal a transmitir al abonado, todo esto a través del “Módulo duplexor 1”. Luego del filtrado, la señal es entregada al “Convertor Analógico digital”. Al tener la señal digitalizada, esta se envía a la “Unidad de procesamiento digital DSP” donde se hace pasar por el filtro de *pre-énfasis* generado en el modo de prueba, el cual es un filtro de convolución que trabaja en tiempo real, de manera de compensar los efectos que sufrirá durante la propagación. La señal compensada es enviada al “Convertor Digital analógico”, donde se convierte en una señal continua (recuperación de la banda base *DSL*), y finalmente es enviada al “Compensador de extremo de abonado” a través del “Módulo duplexor 2”. La señal *DSL* llega al “Compensador de extremo de abonado” desde la línea de transmisión y es enviada al Modem *DSL* a través de un paso directo o *ByPass* entre el “Módulo duplexor 4” y el “Módulo duplexor 3”. En este punto, la señal entregada al modem debe ser una señal muy similar a la transmitida originalmente por el *DSLAM*, dado que los efectos de atenuación y desfase de la línea han sido compensados previo a la transmisión, anulándose a la llegada al extremo opuesto, y simulando haberse propagado por un medio casi sin atenuación ni distorsión.

En el “Compensador de extremo de abonado” las señales provenientes del Modem *DSL* son enviadas a un filtro pasabandas que precede a la entrada del conversor analógico-digital. En este se toma la porción de señal correspondiente a la banda de *Upstream* de ADSL2+, la cual representa la banda de frecuencia que se desea transmitir al extremo de la central telefónica. Luego del filtrado, la señal es entregada al “Conversor Analógico digital”. Al obtener la señal digitalizada, esta se envía a la “Unidad de procesamiento digital *DSP*” donde se aplica el filtro de *pre-énfasis* generado en el extremo de la central, y recibido durante el modo de transmisión-recepción FSK. La señal compensada es enviada al “Conversor Digital analógico” donde se convierte en una señal digital continua (recuperación de la banda base DSL) y es enviada al “Analizador/Compensador Central” a través del “Módulo duplexor 4”. La señal DSL de *upstream* llega al “Analizador/Compensador Central” desde la línea de transmisión y es enviada al *DSLAM* a través de un paso directo o *ByPass* entre el “Módulo duplexor 2” y el “Módulo duplexor 1”. Al igual que ocurre para la banda de *Downstream* en el extremo opuesto, la señal DSL que llega al *DSLAM* es una señal muy similar a la señal saliente del MODEM en el extremo “B”, debido a la compensación de los efectos del canal durante el *Pre-énfasis* de la máscara aplicada.

4. **Modo *DSL Bypass***: En el “Analizador/Compensador Central” este modo de operación mantiene el envío de datos DSL desde el *DSLAM* hasta el Modem *DSL* con conexiones directas entre el Módulo duplexor 1” y el “Módulo duplexor 2”, en el sentido abonado-central telefónica. El “Compensador de extremo de abonado” en este modo funciona de manera similar, ya que se permite el paso directo entre el “Módulo duplexor 3” y el “Módulo duplexor 4”, manteniendo la comunicación constante entre el modem *DSL* y el *DSLAM*, en ese sentido de la comunicación. Mientras no se efectúe el análisis y compensación de la línea se mantendrán ambos extremos en este modo de operación. Cualquiera de los extremos puede activar en cualquier momento el modo *ByPass*, si se detecta que la banda de transmisión no requiere compensación. Sin embargo, esto no implica que el equipo en el extremo opuesto no pueda encontrarse en el modo DSL Compensado, ya que son bandas de transmisión distintas. De este modo, pueden darse todas las combinaciones posibles entre ambos modos para ambos extremos.

IV.4.- Módulos Del Sistema

IV.4.1.1.- Diseño del Módulo de Señal de Prueba

Para la evaluación efectiva de la línea se plantean tres tipos de señales de prueba:

- Impulso unitario (Ideal)
- Tren de impulsos (menos ideal, más factible)
- Tren de pulsos (factible)

El impulso, o delta, es la señal de prueba ideal. Su transformada es una señal de amplitud constante que abarca todo el espectro de frecuencia, incluyendo al de ADSL2+ que comprende el rango de frecuencias desde 138KHz a 2,2 MHz. El problema que presenta esta señal es que tiene una ocupación en tiempo mínima, por lo tanto se hace casi imposible muestrearla para obtener una representación en digital.

Un tren de impulsos es otra opción a tomar en cuenta. Al generar múltiples impulsos la transformada será, de igual manera, un tren de impulsos en frecuencia. Estos impulsos también abarcan todo el espectro de frecuencias y tienen amplitud constante. La complicación surge cuando se observa que la duración de cada impulso tiende a ser muy pequeña en tiempo, esta duración tan reducida ocasiona, tal como con el impulso unitario, serios inconvenientes para ser muestreada. No se puede garantizar el muestreo de todas las componentes de la señal a menos que se use un muestreo significativamente grande, el cual sería solo posible en simulaciones digitales, por lo que no es factible en equipos y componentes reales.

El tren de pulsos cuadrados es la mejor opción a considerar. Los valores de amplitud, duty cycle y frecuencia pueden ser modificados para obtener una transformada adecuada con las necesidades específicas del muestreo que se desea realizar. Se modificaron los valores del duty cycle de tal manera que la función tren de pulsos fuese lo más parecida posible a la función tren de impulsos, pero con una mayor duración en tiempo. Esto permitiría que el muestreo pudiese ser realizado, y haría que su transformada de Fourier fuese de mejor calidad, colocando componentes espectrales incluso en las altas frecuencias donde la PSD de ADSL2+ decae rápidamente. Este último punto garantiza una medición confiable de la función de transferencia

del medio en banda ADSL2+ en pleno, dado un adecuado espaciamiento de las componentes de prueba. La transformada de la señal obtenida posee con esto las características ideales para realizar un muestreo de alta velocidad, factible y extrapolable a componentes físicos, lo que le permite ser utilizada de manera eficiente en la evaluación del canal.

Circuito para generar la Señal de Prueba

Para el oscilador encargado de generar la señal de prueba se utilizó un puente de Wien adecuado a la frecuencia requerida de 600Hz. El criterio para la escogencia de 600Hz como frecuencia de la señal de prueba obedece a la necesidad de obtener una señal cuyos tonos en frecuencia tuviesen un espaciamiento lo suficientemente pequeño como para muestrear varias veces las porciones de la banda de ADSL2+ donde la PDS de transmisión posee mayor factor de caída. En simulaciones realizadas en el *software* MATLAB, del grupo *The MathWorks*, se realizaron varios ensayos hasta obtener una señal con una frecuencia y ciclo de trabajo que satisficiera este criterio, resultando justamente la frecuencia de 600Hz (Ver apéndice VIII.1)

La frecuencia del circuito está determinada por la expresión: $f = 1 / (2\pi RC)$. Si se utiliza entonces $R = 4,5K\Omega$ y $C = 56nF$, se tiene que $f = 1 / (2 * \pi * 4500 * 0.000000056)$, de donde $f = 631,57Hz$. La configuración del oscilador utilizado para formar el tren de pulsos de 600Hz, simulada en el *software* para circuitos electrónicos MULTISIM, ese muestra a continuación:

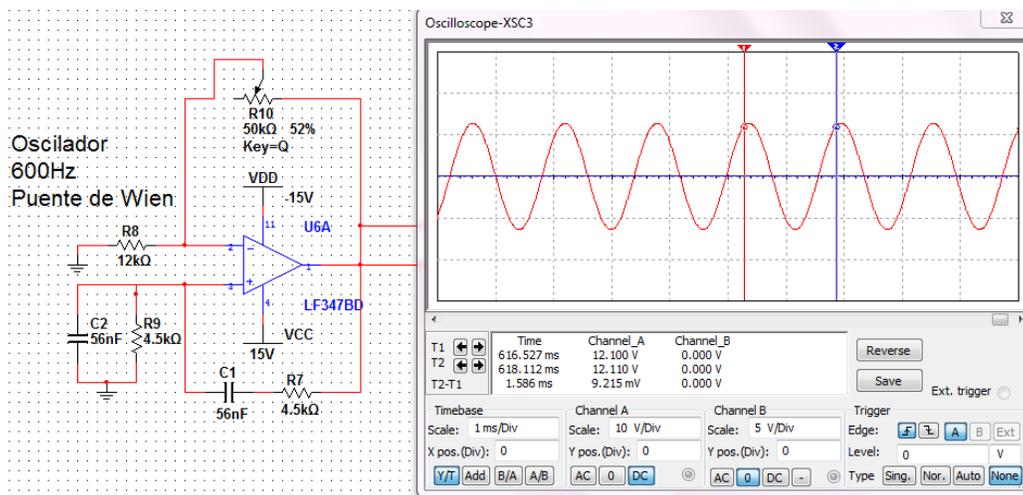


Figura 13 Circuito oscilador con oscilación para señal de 600Hz

Se observa que el período de la onda en la figura anterior es 1,586ms. Si se calcula el inverso para obtener la frecuencia se tendrá, $f = 1/1,586ms$, de donde $f = 630,51Hz$.

Aunque el valor obtenido no es exactamente 600Hz, se acepta una deriva de casi 30Hz dado que desde el punto de vista constructivo los valores de los componentes con esta frecuencia son valores más comerciales, y que con ello no se producen casi alteraciones en las mediciones que se obtendrán a partir de la señal. En cambio, el ajuste de la frecuencia a 600Hz exactos representa muchas veces un esfuerzo que poco vale la pena en la práctica, si de igual modo el ancho de banda de medición es sumamente elevado en comparación con la frecuencia de la señal. Teniendo en cuenta lo anterior, se plantea entonces el circuito para generar la señal de prueba:

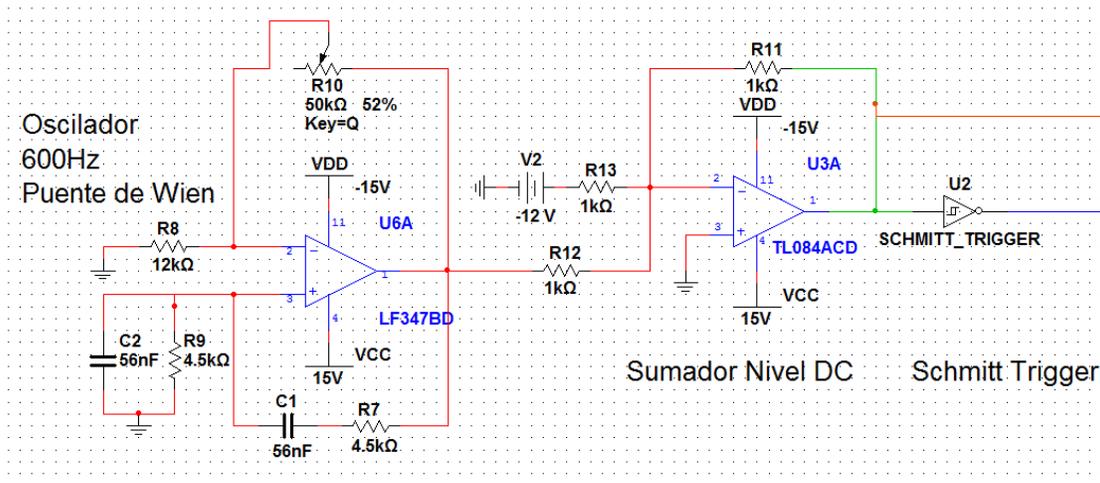


Figura 14 Circuito generador de tren de pulsos 600Hz

En el circuito generador de tren de pulsos, se observa que luego de generar la senoide de 630Hz, la onda que se obtiene se transforma en un tren de pulsos que cumpla con las dos características claves requeridas: estar en el rango de amplitudes positivas y tener un ciclo de trabajo del 20%. La razón por la que se requiere un ciclo de trabajo del 20% en el tren de pulsos es porque al generar la transformada de una función con ciclo de trabajo a 50% desaparecen los armónicos impares de la función. Al reducirlo, se logra que la transformada sea más parecida a la de un tren de deltas, que cubriría todo el espectro de frecuencias. Al tener un tren de “semi-deltas”, re-aparecen los armónicos impares de la función, aunque a no con amplitudes iguales.

La compuerta *Schmitt trigger* reubica la entrada en el rango positivo independientemente de su forma, pero produce un ciclo de trabajo de 50% para una señal senoidal centrada en cero, como la generada. Basta con agregar un Nivel DC positivo a la señal senoidal antes de la compuerta para que la salida se modifique a lo siguiente:



Figura 15 Circuito generador de tren de pulsos 600Hz

La señal senoidal se elevó unos 12Vpp, y aún conserva la frecuencia. Se observa que presenta saturación cerca de los 13,5V, lo cual se debe a la aproximación de la señal al valor de $V_{cc} = 15V$ en el OPAMP utilizado para agregar la DC. Esta nueva forma de onda (Figura 15) permite que al ser sometida a las ventanas de comparación del *Schmitt Trigger*, la señal permanezca más tiempo sobre la parte superior de la ventana de histéresis y menos en la inferior, lo que varía el ciclo de trabajo de la señal resultante aproximadamente a un 20%. De este modo se obtiene el tren de pulsos necesario para realizar las pruebas sobre la línea de transmisión, el cual se muestra a continuación:

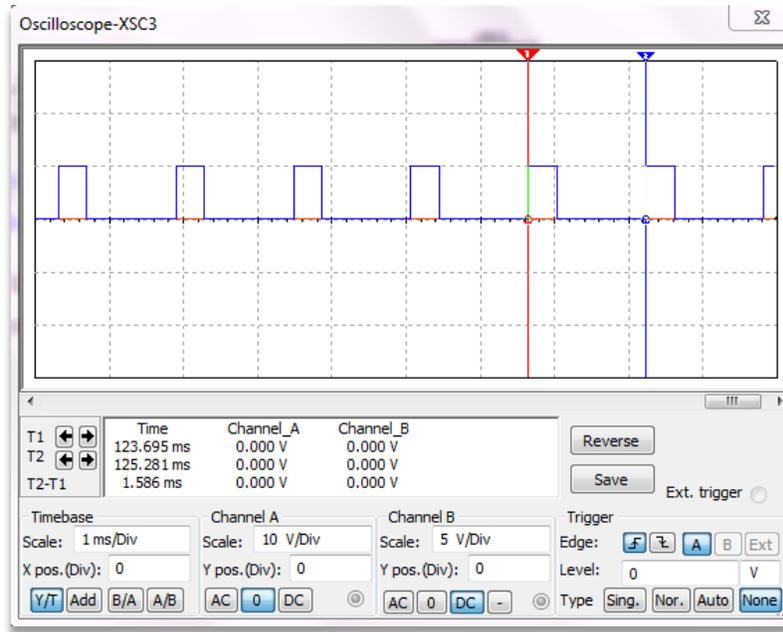


Figura 16 Tren de pulsos 600Hz

IV.4.1.2.- Diseño de los Módulos Selectores

Aunque estos módulos no se muestran en el diagrama general de funcionamiento por ser módulos distribuidos y embebidos en la electrónica, poseen una función fundamental. Los módulos selectores tienen la función de controlar los distintos modos de operación del sistema, alternando las entradas y salidas de los circuitos duplexores. En ambos extremos debe existir un módulo selector; este determina cuál de las entradas (señal de prueba, señal FSK, señal del conversor digital-Analógico o señal DSL a través del *bypass*) saldrá al duplejor para luego ser transmitido sobre la línea.

Cada uno de los módulos selectores cuenta con un grupo de *switches* analógicos de alimentación simétrica, los cuales permiten, mediante los bits de control, el paso de una determinada señal cuando sea necesaria. Los bits de control que gestionan las señales de entrada hacia cada *switch* son asignados por un Micro-controlador previamente programado con un algoritmo que determina cada uno de los modos de operación; de esta forma se activa el bit de control correspondiente al *switch* que dejará pasar la señal de entrada que se desee transmitir, mientras que los demás *switches* serán bloqueados. A continuación se muestran los módulos selectores de ambos extremos, con su respectivo funcionamiento.

Módulo selector central

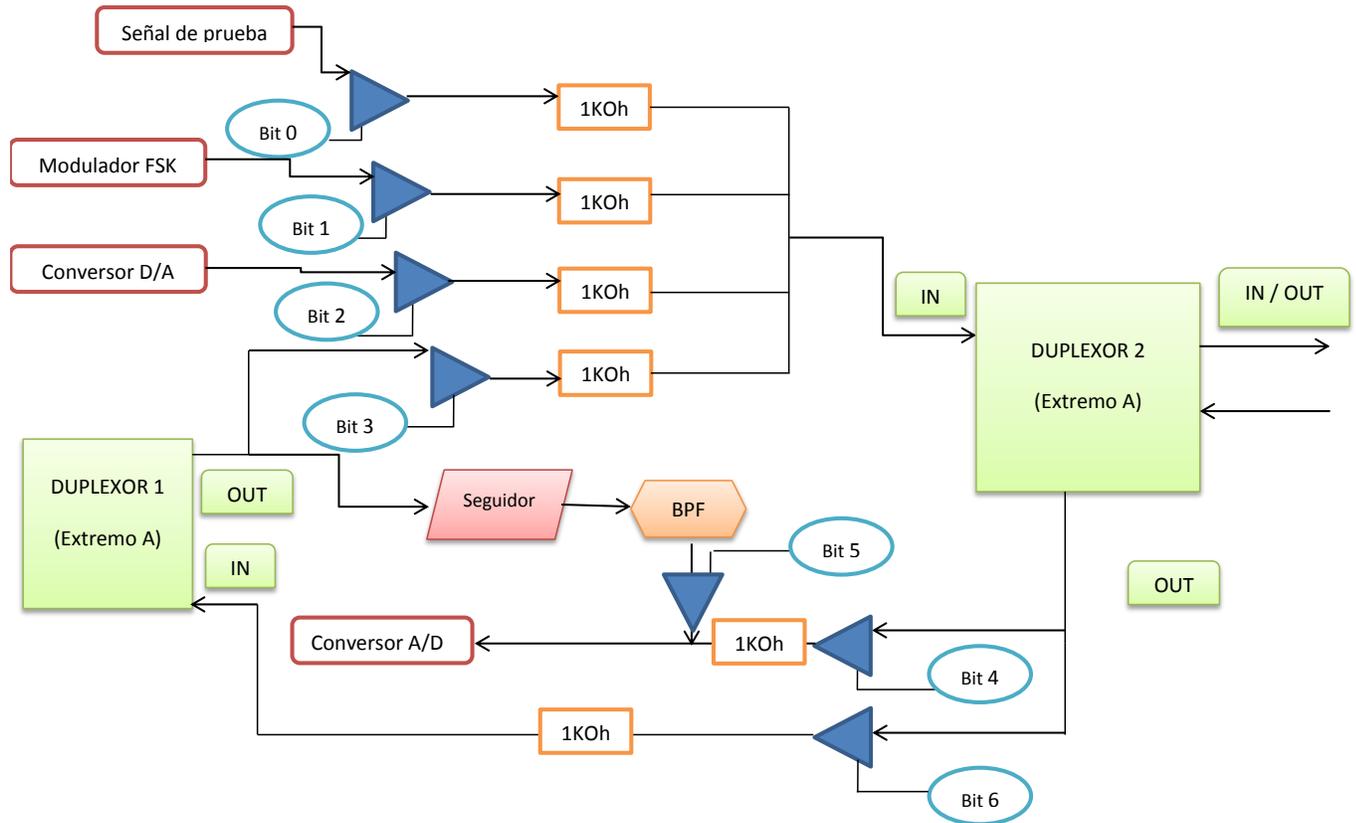


Figura 17 Esquema de operación de módulo selector central

El diagrama del “Módulo selector central” que se muestra en la figura 17 se ubica en el extremo “Analizador/Compensador Central”, operando en la banda *downstream* de ADSL2+; está diseñado para para trabajar en cuatro (4) modos diferentes, los cuales se muestran a continuación:

1. **Modo de prueba:** Para activar el modo de prueba en el “Analizador/Compensador Central”, los bits de control que deberán accionarse en el “Modulo selector central” son el *bit 0* y el *bit 4*. Con el *bit 0* activo se habilita el paso de la señal de prueba desde el “Módulo generador de la señal de prueba” hacia el Duplexor 2, quien envía la señal al “Compensador de extremo de abonado” a través de la línea de transmisión. En el sentido contrario se activa el *bit 4*; este habilita la recepción y el paso de la señal reflejada desde la línea de transmisión, a través el Duplexor 2, hacia el “Convertor analógico-digital” a través del *Bypass* existente. En el módulo Convertor analógico-digital se obtiene una representación digital

discreta de la señal reflejada, la cual posteriormente se procesa por el *DSP* para generar el filtro de *Pre-énfasis* que compensará las señales *DSL* que se enviarán al otro extremo.

2. **Modo de Transmisión FSK:** En este modo de operación solo se deberá tener activo el *bit 1* del “Módulo selector central”. En este caso la señal de entrada es la señal modulada FSK, generada por el “Modulador-transmisor”, La señal modulada contiene como mensaje los parámetros de ajuste que deberá utilizar el *DSP* del “Compensador de extremo de abonado” para generar el filtro de *Pre-énfasis* para las señales *DSL upstream* provenientes del modem.

3. **Modo DSL compensado:** Para habilitar este modo se deben tener activos el *bit 2*, el *bit 5* y el *bit 6*. El *bit 6* habilita el paso directo de la señal *DSL* proveniente del modem hacia el *DSLAM*, por medio del *Bypass* que conecta el Duplexor 2 con el Duplexor 1. Esto se hace porque las señales *DSL* entrantes no son compensadas (ya que fueron compensadas en el otro extremo), sino solo las salientes. El *bit 5* se activa para filtrar la señal proveniente del *DSLAM* en la banda de *downstream*. La porción de señal filtrada se digitaliza en el “Convertor analógico digital”, e ingresa al *DSP* donde se aplica el filtro de *Pre-énfasis* con una convolución que ocurre en tiempo real. Saliendo del *DSP*, la señal compensada atraviesa el “Convertor digital analógico” donde se convierte en una señal digital continua (recuperación de la banda base *DSL*) que se envía al “Compensador de extremo de abonado” cuando se activa el *bit 2*. Este *bit* habilita el paso de la señal compensada hacia el Duplexor 2, quien permite su salida a través de la línea al otro extremo.

4. **Modo DSL *ByPass*:** Este modo de operación debe tener activo el *bit 3* y el *bit 6*. Funciona específicamente como un paso directo de la señal *DSL* proveniente del *DSLAM* hacia el “Compensador de extremo de abonado”, a través del *Bypass* existente entre el Duplexor 1 y el Duplexor 2 cuando se activa el *bit 3*. En el sentido inverso, cuando se activa el *bit 6*, se habilita el paso directo entre el Duplexor 2 y el Duplexor 1; la señal recibida desde el “Compensador de extremo de abonado” será la señal proveniente del Modem *DSL*, sin ninguna compensación más que la realizada en el extremo B, por lo cual atravesará el sistema en el extremo “A” de forma directa y sin ninguna modificación, hasta llegar al *DSLAM*

A continuación se muestra una tabla que contiene los modos de operación y los bits de control que deben estar activos para que sea habilitado dicho modo. Los bits se muestran comenzando por el menos significativo de derecha a izquierda (bit 0).

Modo de operación	Bits de control
Modo de prueba	b.000010001
Modo de transmisión FSK	b.000000010
Modo <i>DSL</i> compensado	b.001100100
Modo <i>DSL Bypass</i>	b.001001000

Figura 18 Tabla de modos de operación y bits de control del “selector central”

Módulo Selector de Abonado

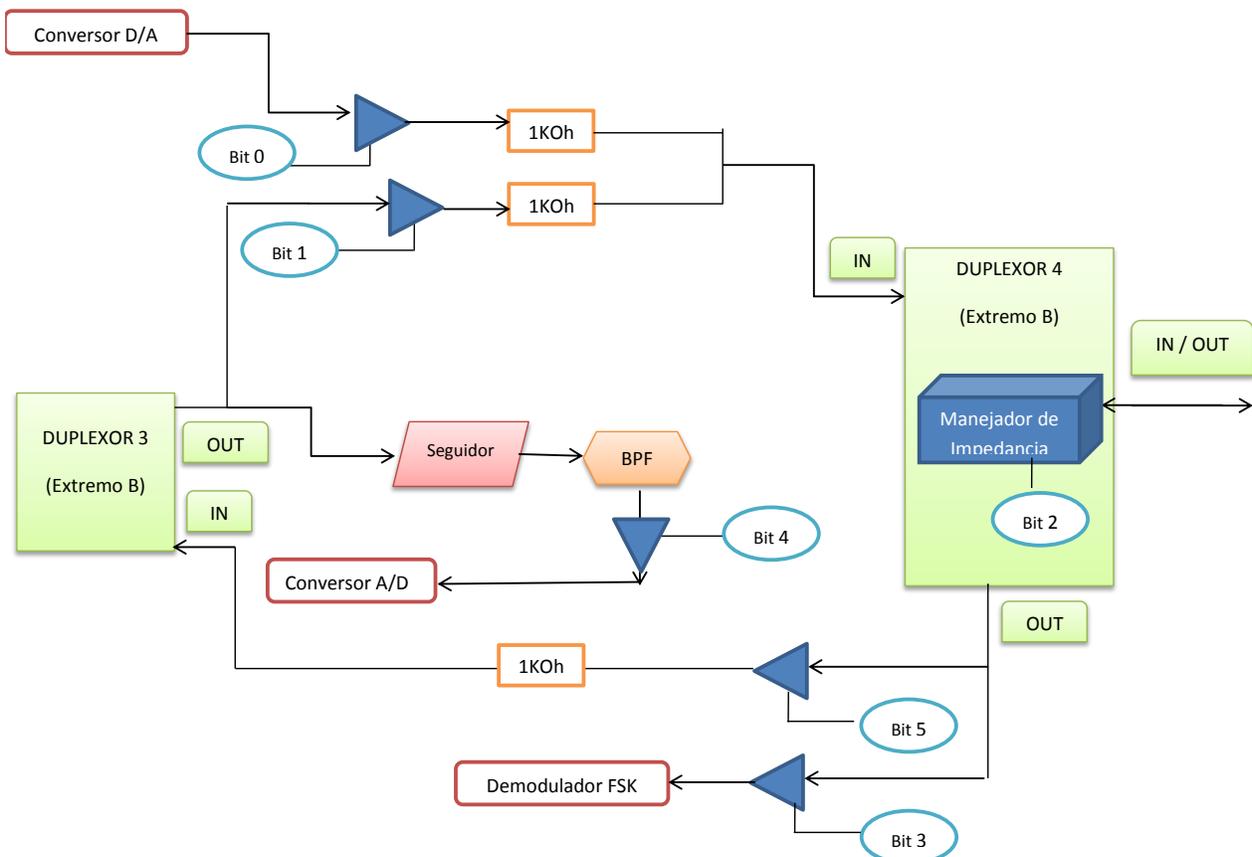


Figura 19 Esquema de operación de módulo selector de abonado

El “Selector de abonado”, funciona con cuatro modos de operación a los cuales se les asignaron los mismos nombres de los modos del “Selector central”, con el fin de hacerlos coincidentes. A continuación se explica el funcionamiento de cada uno de los modos del “Compensador de extremo de abonado”:

1. **Modo de prueba:** Para este modo de operación se deberá accionar el *bit 2* del módulo selector. Al activar este *bit* se elimina la condición de acople de la línea por un *manejador de impedancia*. El modo de prueba en este extremo requiere que la línea esté en desacoplada para que se produzca reflexión total de la señal de prueba, transmitida desde el “Analizador/compensador central”. La señal reflejada será recibida nuevamente por este extremo para su posterior digitalización y procesamiento.

2. **Modo recepción FSK:** Para operar en este modo se debe tener activo el *bit 3* de los bits de control del módulo selector. Con este modo de operación se habilita la recepción de la señal modulada proveniente del “Analizador/compensador central” hacia el demodulador FSK, por medio del Duplexor 4. La señal se demodula y se extrae el mensaje que contiene los datos de ajuste del filtro de *pre-énfasis* para la banda de *upstream* que trabajará en el modo DSL compensado.

3. **Modo DSL compensado:** Para habilitar este modo se debe tener activo el *bit 0*, el *bit 4* y el *bit 5*. El *bit 5* habilita el paso directo de la señal *DSL* proveniente del *DSLAM* hacia el modem *DSL*, por medio del *Bypass* que conecta el Duplexor 4 con el Duplexor 3. El *bit 4* se activa para filtrar la señal proveniente del modem *DSL* en la banda de frecuencia *upstream*. La porción de señal filtrada se digitaliza en el “Convertor analógico digital”, e ingresa al *DSP* donde se aplica el filtro de *Pre-énfasis* que compensa la señal. Esta señal compensada atraviesa el “Convertor digital analógico” donde se convierte en una señal digital continua (recuperación de la banda base DSL) que se envía al “Analizador/compensador central” cuando se activa el *bit 0*. Este *bit* habilita el paso de la señal compensada hacia el Duplexor 4 quien envía la señal a través de la línea al otro extremo.

4. **Modo DSL bypass:** Para llevar a cabo este modo de operación se deberá tener activo el *bit 1* y el *bit 5*. Funciona específicamente como un paso directo de la señal *DSL* proveniente del modem *DSL*, a través del *Bypass* existente entre el Duplexor 3 y el Duplexor 4

cuando se activa el *bit 1*. En el sentido inverso cuando se activa el *bit 5*, se habilita el paso directo entre el Duplexor 4 y el Duplexor 3. La señal recibida desde el “Analizador/compensador central” será la señal proveniente del DSLAM sin ninguna modificación, la cual atravesará el sistema por medio del paso directo hasta llegar al modem *DSL*.

A continuación se muestra una tabla que contiene los modos de operación y los bits de control que deben estar activos para la habilitación de dicho modo. Los bits se muestran comenzando por el menos significativo de derecha a izquierda (bit 0).

Modo de operación	Bits de control
Modo de prueba	b.000000100
Modo de transmisión FSK	b.000001000
Modo <i>DSL</i> compensado	b.000110001
Modo <i>DSL Bypass</i>	b.000100010

Figura 20 Tabla de modos de operación y bits de control del “Selector abonado”

(Fuente Propia)

IV.4.1.3.- Diseño de los Módulos Duplexores

Los módulos duplexores se encargan de mantener separadas las señales que se envían sobre la línea de las que se reciben. Adicionalmente acoplan las señales para que la impedancia de entrada y salida del sistema sea la misma que la impedancia característica de la línea; con este acople se garantiza la máxima transferencia de señal entre el canal y el sistema.

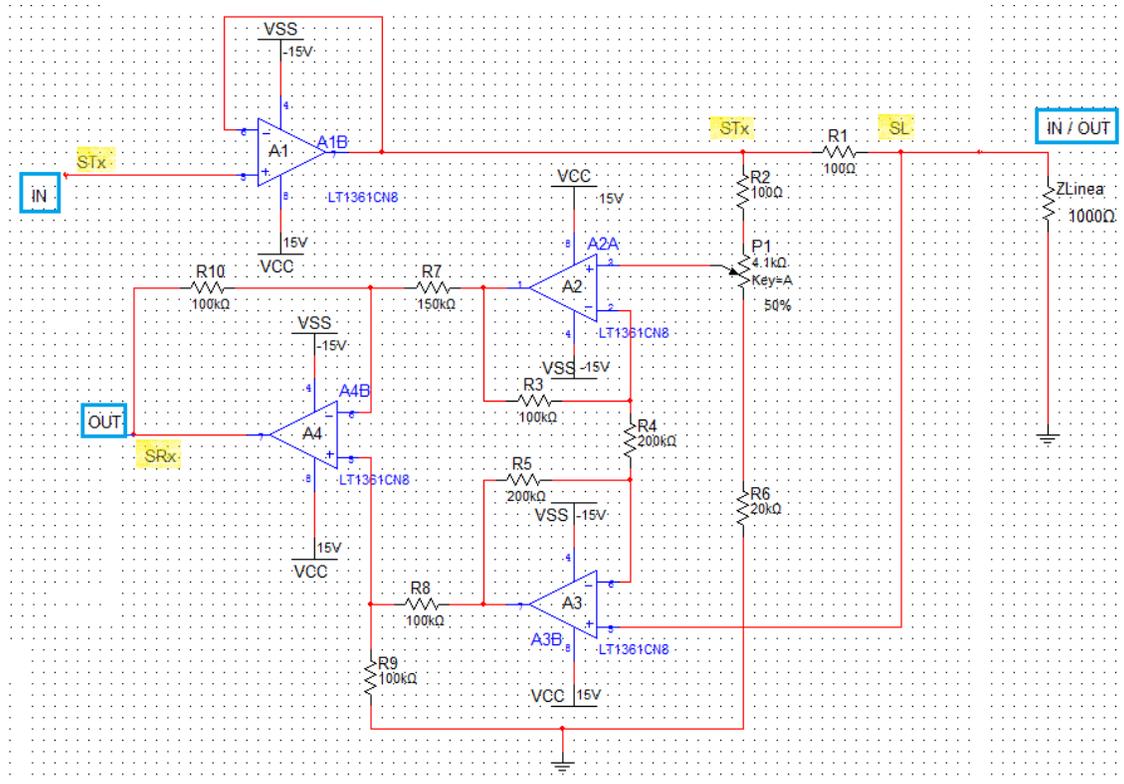


Figura 21 Esquema circuital del circuito duplexor

Diseño del circuito duplexor

La configuración circuital del duplexor se muestra en la figura anterior. Los valores de resistencias que se deben aplicar a este circuito se han calculado por métodos analíticos. Para hallar los valores de resistencia que proporcionará el funcionamiento óptimo del circuito duplexor se realizaron los cálculos que se muestran en el anexo X. De estos cálculos se derivan las siguientes expresiones:

Término A:

$$\frac{R_6 + R_B}{R_2 + R_A + R_B + R_6} \cdot 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_5 \cdot R_9}{R_4 \cdot R_{10}} \frac{R_{10} + R_7}{R_B + R_9}$$

Término B:

$$\frac{R_3}{R_4} + \frac{R_9 \cdot R_4 + R_5}{R_4 \cdot R_{10}} \frac{R_{10} + R_7}{R_B + R_9} \cdot \frac{Z_{linea}}{R_1 + Z_{linea}}$$

Término C

$$S_{Rx} = \frac{R_{10}}{R_7} \frac{-R_6 + R_B + \frac{R_9 \cdot R_4 + R_5 \cdot R_{10} + R_7}{R_4 \cdot R_{10} R_B + R_9} + \frac{R_3}{R_4} R_1 + R_2 + R_3 + R_A + R_B + R_6}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{lineal}} S_r$$

Los términos A y B denotan los factores de amplificación de la porción de la señal transmitida (S_{Tx}) que llega a la línea por la interfaz IN/OUT del duplexor, y de una muestra de esa propia señal en transmisión obtenida de una derivación del circuito. Estos factores deben ser iguales o casi idénticos, para garantizar una adecuada cancelación de la señal S_{Tx} en el puerto de salida “OUT” del duplexor, donde solo debe existir la señal reflejada. Adicionalmente, se debe buscar que el término C sea lo más alto posible, dado que es este el que determina la ganancia de la señal reflejada.

La expresión final del cálculo de valores que comprende los términos antes mencionados está contenida en el apéndice VIII.4. Esta constituye una relación entre la señal de entrada por el puerto IN/OUT y la señal de salida por el puerto OUT, parametrizada en función de los valores de las resistencias. La fórmula exige que se anulen los términos A y B para que con ello se anule la señal S_{Tx} , cuestión que debe ocurrir al momento de realizar el montaje físico, dado que es esto justamente lo que garantiza que el circuito opere de manera ideal. Lo que ocurre en este punto es que la porción de señal transmitida S_{Tx} contenida en S_L debe anularse al restarle una porción de S_{Tx} amplificada, lo que evitará tener en el puerto OUT porciones de la señal S_{Tx} . Para realizar estos cálculos se generó una tabla en Excel que se muestra en el apéndice VIII.4, con las formulas establecidas para hallar los valores de las resistencias. Es importante destacar que al introducir los valores en la tabla de Excel, se pueden obtener resultados que matemáticamente cumplen con la anulación de las señales, pero físicamente no. Esto sucede porque, en teoría, el circuito exige que las señales se anulen, sea cual sea su amplitud, producto de amplificaciones en etapas parciales. Diferentes combinaciones de resistencias cumplen con las condiciones matemáticas exigidas, pero algunas hacen que la amplificación en ciertos puntos del circuito sea tan grande que se saturen los amplificadores operacionales, obteniendo entonces una señal muy distorsionada. Al no tener la forma de onda y los valores correctos, producto de la saturación, la

porción de señal transmitida S_{Tx} contenida en S_L no se anula, y por ende no se obtienen los resultados esperados.

Para obtener resultados que físicamente cumplieran con el propósito del circuito, se aplicaron las siguientes reglas de diseño:

- La impedancia de entrada siempre debe ser 100Ω correspondientes a la impedancia característica del canal.
- Línea debe tener un valor en el rango entre 50Ω y 100Ω .
- Los valores de las resistencias deben ser bajos para obtener valores de corrientes mayores a través de los OPAMP, que minimicen la posibilidad de saturación.
- La relación que más influye en la amplitud de salida en OUT es: R_{10}/R_7 . Para aumentar o disminuir la amplitud de la señal de salida se deben variar estos valores.

Para comprobar el funcionamiento del circuito duplexor antes de realizar el montaje experimental, se hicieron tres (3) tipos de pruebas en el programa de simulación digital Multisim. Estas pruebas se muestran a continuación:

Simulaciones de las pruebas del circuito duplexor

Para todas las pruebas se utiliza el siguiente código de colores:

Verde: STx : Señal transmitida, en el puerto IN del duplexor.

Naranja: SL : Señal en la entrada del Duplexor, en el puerto IN/OUT del duplexor.

Amarillo: Sr : Señal reflejada

Azul: SRx : Señal de salida del duplexor, en el puerto OUT.

Primera prueba

El objetivo de la primera prueba es inyectar la señal transmitida S_{Tx} desde un generador de funciones colocado a la entrada positiva (+) del amplificador operacional A1 y compararla con la señal que sale a la línea (S_L) por el puerto IN/OUT. La señal utilizada es una señal senoidal de frecuencia 200KHz y amplitud de 3Vp. Al realizar esta prueba se espera que la señal inyectada S_{Tx} salga en S_L con la mayor amplitud posible y la mínima distorsión. Adicionalmente

la señal S_{Rx} en el puerto OUT debe ser nula, lo que garantiza que no haya acople de las señal S_{Tx} a este puerto. La configuración del circuito para la prueba 1 se muestra a continuación:

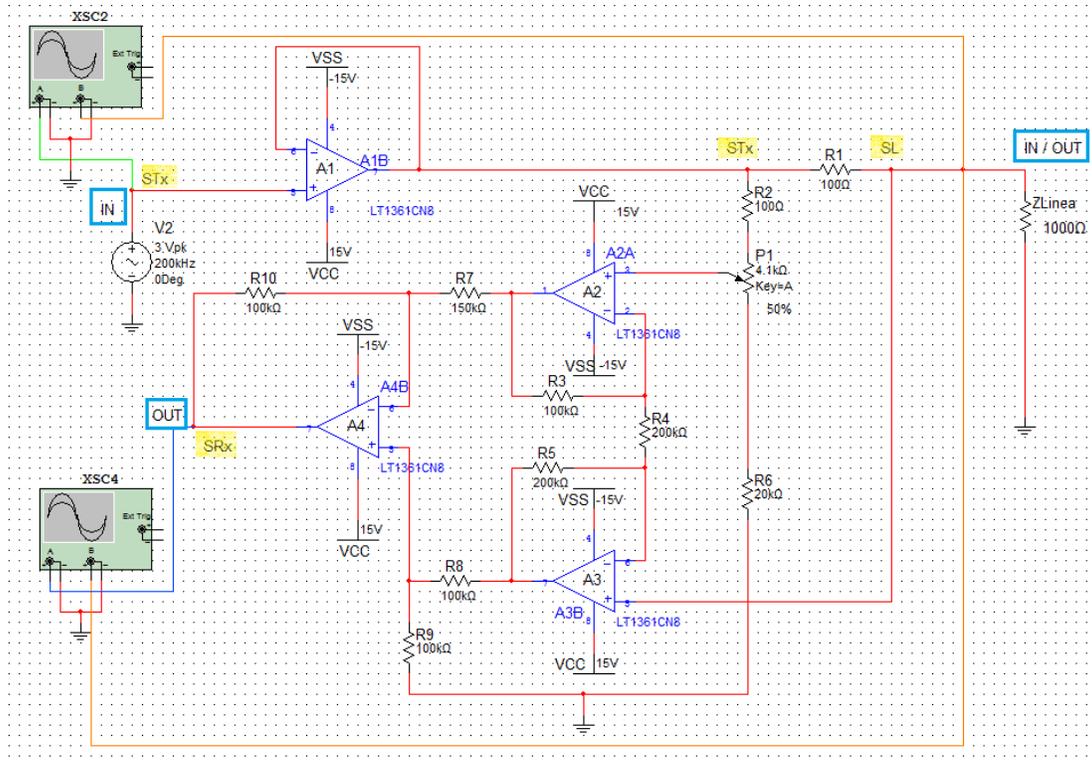


Figura 22 Configuración del circuito para la prueba 1

Los resultados de la primera prueba se muestran a continuación:

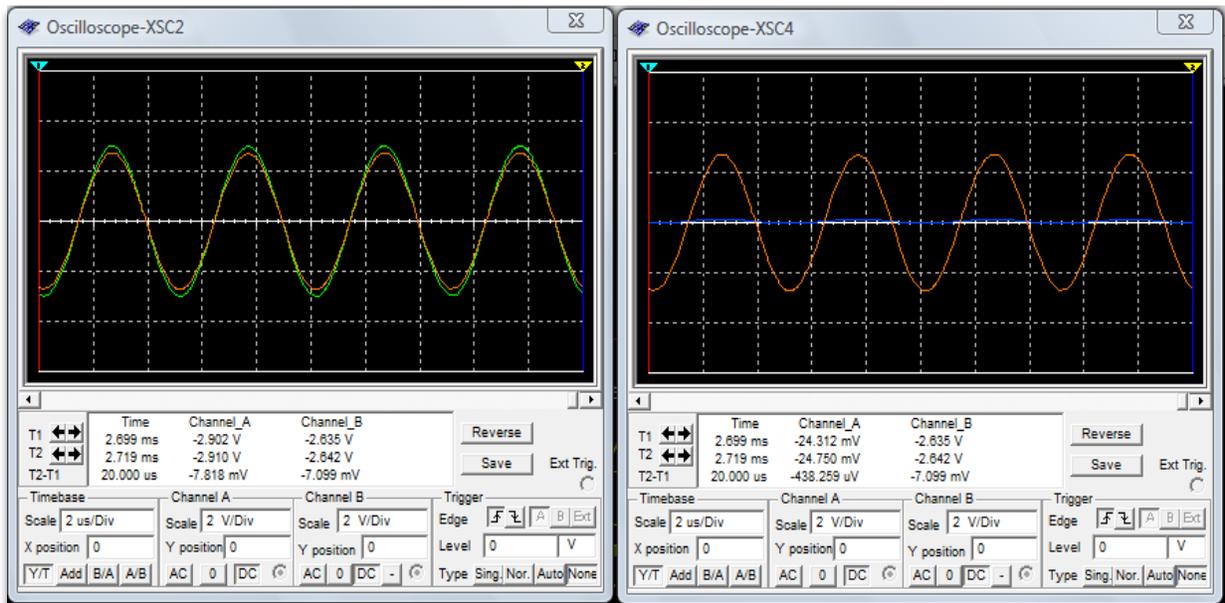


Figura 23 Resultados de la primera prueba

En la gráfica de la izquierda se puede observar la forma de onda de la señal S_{Tx} (color verde) y la forma de onda de la señal S_L (color naranja). Las amplitudes de estas dos señales son casi iguales, lo que significa que la resistencia $R1$ está produciendo una pérdida poco significativa, y que la llegada de la señal transmitida S_{Tx} al puerto IN/OUT produce una señal S_L casi idéntica en frecuencia, forma de onda y amplitud. En la gráfica de la derecha se observa la forma de onda de la señal S_L y la forma de onda de la señal S_{Rx} en la salida del duplexor. Se puede observar que la señal S_{Rx} (color azul) es prácticamente nula, ya que la señal S_{Tx} no se acopla al puerto S_{Rx} .

Segunda Prueba

El objetivo de la segunda prueba es verificar si la señal reflejada S_r , está llegando de manera correcta a la salida OUT del duplexor (señal S_{Rx}). Adicionalmente, en el puerto IN no debe percibirse ningún tipo de señal. Con este funcionamiento se comprueba el desacople del circuito entre el puerto IN y el puerto IN/OUT. De cumplirse estas dos condiciones, el duplexor estaría realizando correctamente cada una de sus funciones y se obtendrían los resultados esperados. El montaje para esta segunda prueba se muestra a continuación:

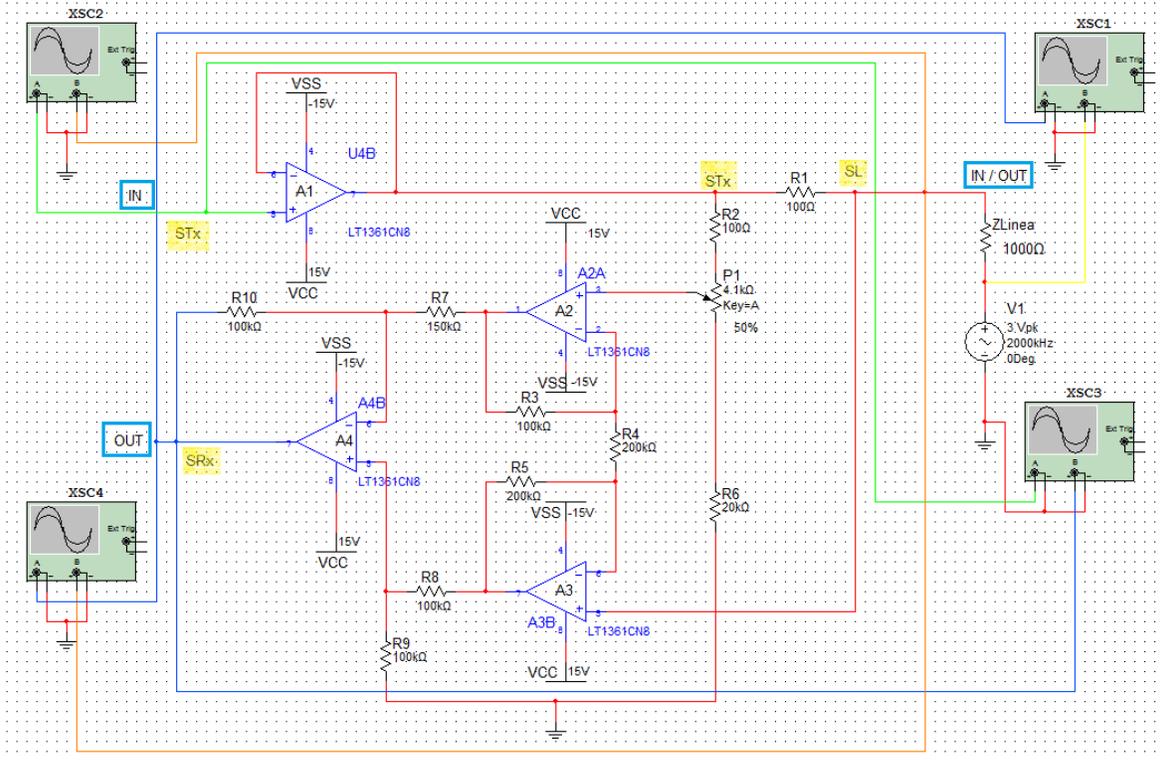


Figura 24 Configuración del circuito para la segunda prueba

Como se puede observar en la figura 24, se coloca una fuente o generador (en este caso con una frecuencia de 2000KHz y amplitud de 3Vp), con una resistencia en serie en el puerto IN/OUT del duplexer con el fin de simular la señal reflejada y la impedancia de la línea vista desde la interfaz de conexión con el circuito. La impedancia se toma como 1kohm con el fin de simular la impedancia para el desacople en el extremo lejano, la cual debe ser diferente a la impedancia de la línea cuyo valor es de 100Ohm. Al ser diferentes se produce un coeficiente de reflexión suficientemente alto para que la potencia de la señal reflejada “Sr” sea elevada y llegue correctamente al puerto IN/OUT, y de aquí a puerto “SRx” al pasar por el duplexer.

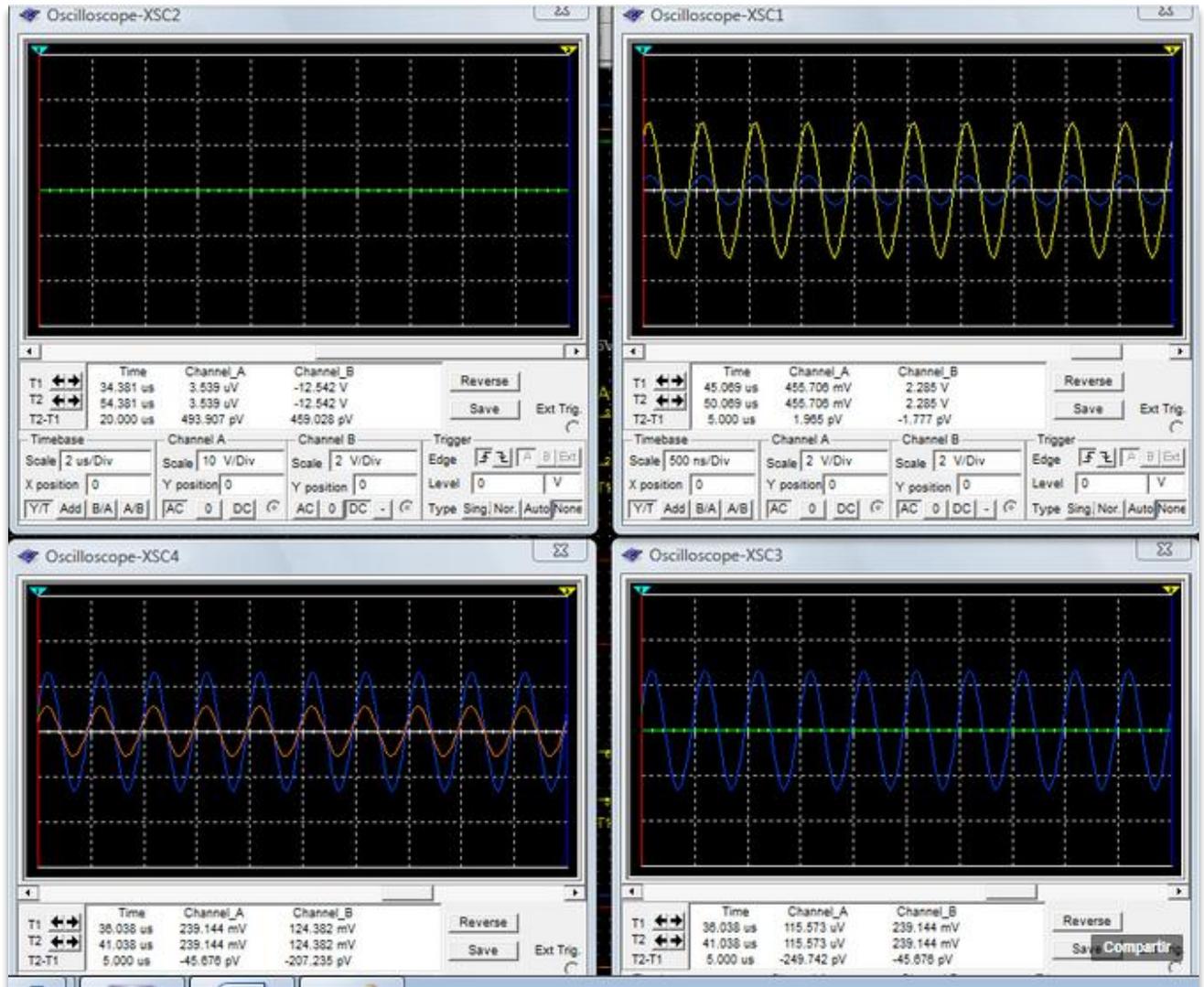


Figura 25 Resultados de la segunda prueba

En la figura superior derecha de la figura 25, se muestra la señal proveniente del generador (color amarillo), simulando ser la señal reflejada S_r que se produce en la interfaz del extremo lejano de la línea de transmisión en ingresa por el puerto IN/OUT. En la misma gráfica se puede observar la comparación entre dicha señal S_r y la señal recuperada en S_{Rx} (color azul), la cual tiene la misma frecuencia, forma de onda y fase, pero su amplitud es significativamente menor. Esto se debe a que parte de la potencia cae en Z_{Linea} , lo que simula la atenuación introducida por el canal.

En las gráficas de la figura 25, puede notarse como la señal reflejada (Señal S_r , de color Amarillo en la gráfica superior derecha) llega "atenuada" al puerto IN/OUT del duplexor, después de atravesar la resistencia Z_{Linea} que está en serie con el generador. La señal atenuada,

que se observa en el puerto IN/OUT, es la señal S_L (color naranja). Al comparar estas dos señales se puede distinguir claramente la pérdida de potencia por atenuación, el cual debe ser corregido para que la señal llegue al puerto OUT del duplexor con un nivel de potencia aceptable, lo que le permitiría ser procesada y cumplir con los niveles de potencia requeridos. En esta misma gráfica, también se puede observar como la señal recibida en el puerto OUT (S_{RX} de color azul), posee mayor amplitud que la señal S_L (naranja) proveniente del puerto IN/OUT, lo que indica que el circuito efectivamente ofrece una ganancia que corrige la pérdida de potencia por atenuación. En las figuras superior izquierda e inferior derecha puede notarse como en el puerto IN del duplexor, la señal S_{TX} es nula, lo cual muestra un adecuado desacople entre el puerto IN/OUT y el puerto IN, en ese sentido.

Tercera prueba

La tercera y última prueba muestra el funcionamiento completo del circuito duplexor. En la realidad, la señal S_r (reflejada) vista en el puerto *IN/OUT* es la misma señal S_{TX} transmitida por el puerto *IN*, atenuada y desfasada en tiempo. Sin embargo, para efectos de simulación, se coloca una segunda fuente de 2MHz que actúe como la señal reflejada, a fin de que puedan ser distinguidas visualmente tanto la señal transmitida (S_{TX}) como la señal reflejada (S_r) en las gráficas. Para comprobar el fenómeno real que ocurre en la línea de coexistencia de la onda transmitida y la onda reflejada, en S_L deben observarse las señales con las frecuencias de ambos generadores superpuestas. Y, finalmente, la frecuencia inyectada en S_r debe llegar a la salida OUT del duplexor sin tener componentes de la señal S_{TX} . Esto indica que la señal en transmisión se está anulando correctamente en el puerto Rx y la de recepción se está recuperando satisfactoriamente.

En la tercera prueba se realizaron tres variaciones en los valores del potenciómetro para mostrar los diferentes efectos de desbalance en el circuito. A continuación se muestran las gráficas de cada uno de los resultados.

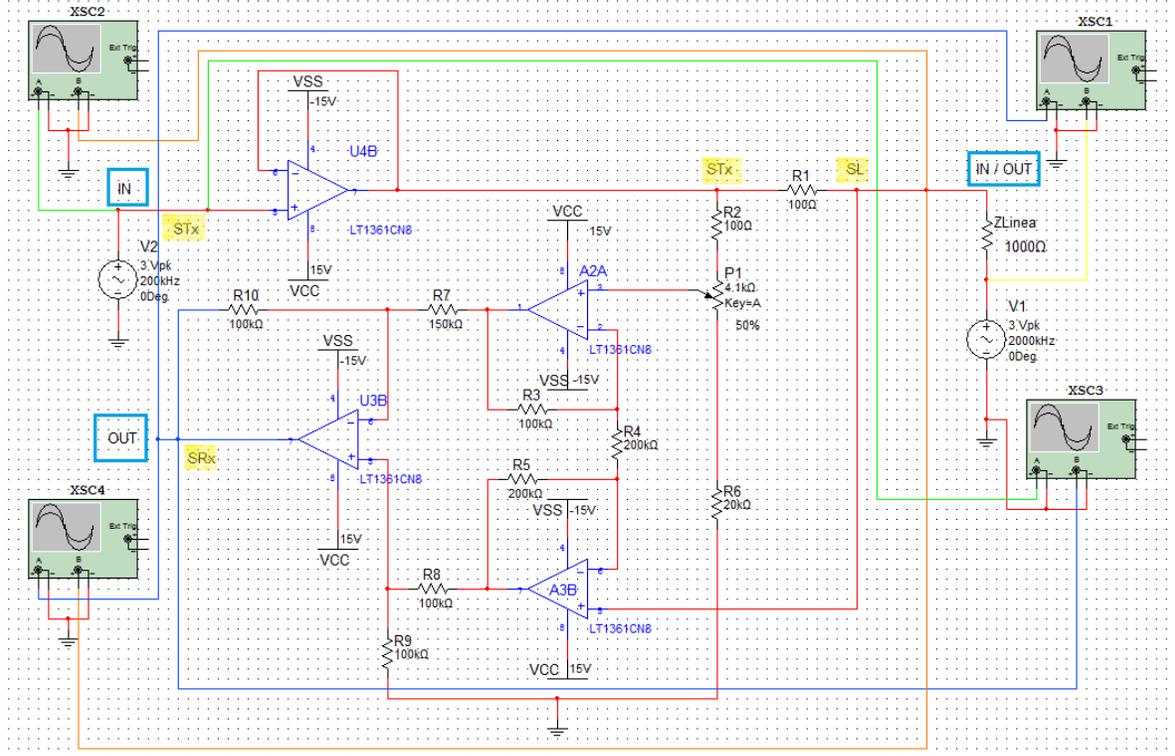


Figura 26 Configuración del circuito para la tercera prueba.

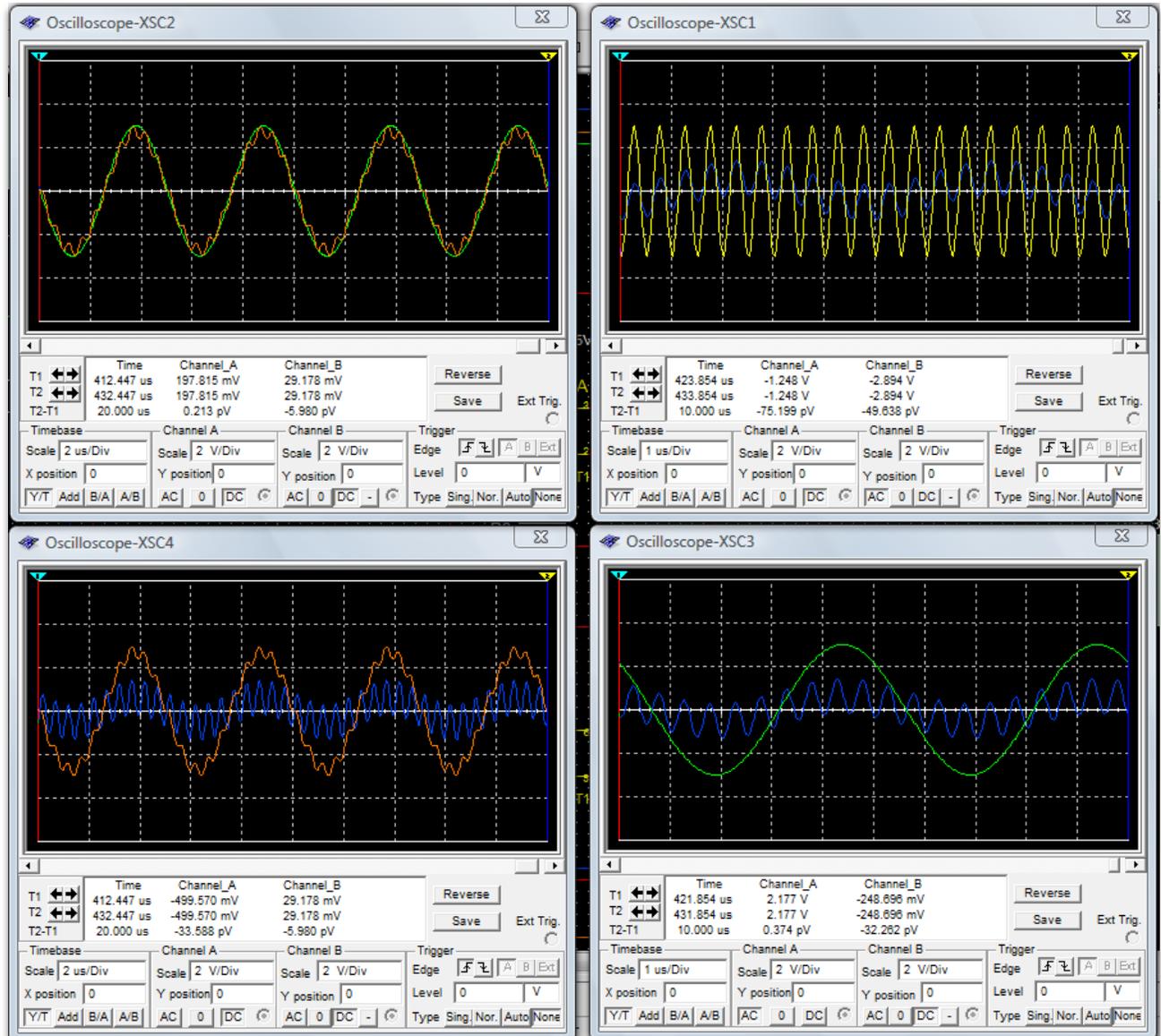


Figura 27 Resultado de la tercera prueba de duplexor, potenciómetro en 20% hacia Rb

En la gráfica superior izquierda de la figura 27, se observa en la señal S_L (color naranja) del puerto IN/OUT, una verdadera superposición de las señales transmitida y reflejada. Nótese que la baja frecuencia de la envolvente coincide con la señal transmitida S_{Tx} (color verde), mientras que la alta frecuencia es correspondiente a la porción de señal reflejada S_r (color amarillo). En la figura superior derecha se observa la señal de salida S_{Rx} (color azul) en el puerto OUT, comparada con la señal reflejada S_r (amarilla) en el puerto IN/OUT, siendo fácilmente apreciable la coincidencia en frecuencia y fase. En la esquina inferior izquierda se compara la

señal S_{RX} (color azul) recibida en el puerto OUT con la señal S_L (color naranja) del puerto IN/OUT, observándose que en la señal recibida se amplifica la señal reflejada S_r (de alta frecuencia) y se atenúa la señal transmitida S_{TX} (baja frecuencia). Estas amplificaciones y atenuaciones no ocurren como un filtrado en frecuencia por parte del circuito, sino como aumento en la amplitud de la señal de entrada S_L en el puerto IN/OUT (color naranja) y anulación algebraica de la señal transmitida S_{TX} (color verde). En la esquina inferior derecha se compara la señal de entrada S_{TX} (verde) en el puerto IN, con la señal recibida S_{RX} en el puerto OUT (color azul). En esta simulación de efecto “exagerado” se observa cómo aún la envolvente de la señal S_{RX} recibida en el puerto OUT, coincide con la forma de onda de la señal transmitida S_{TX} en el puerto IN, lo que denota la NO ANULACIÓN de S_{TX} por desbalance en el circuito.

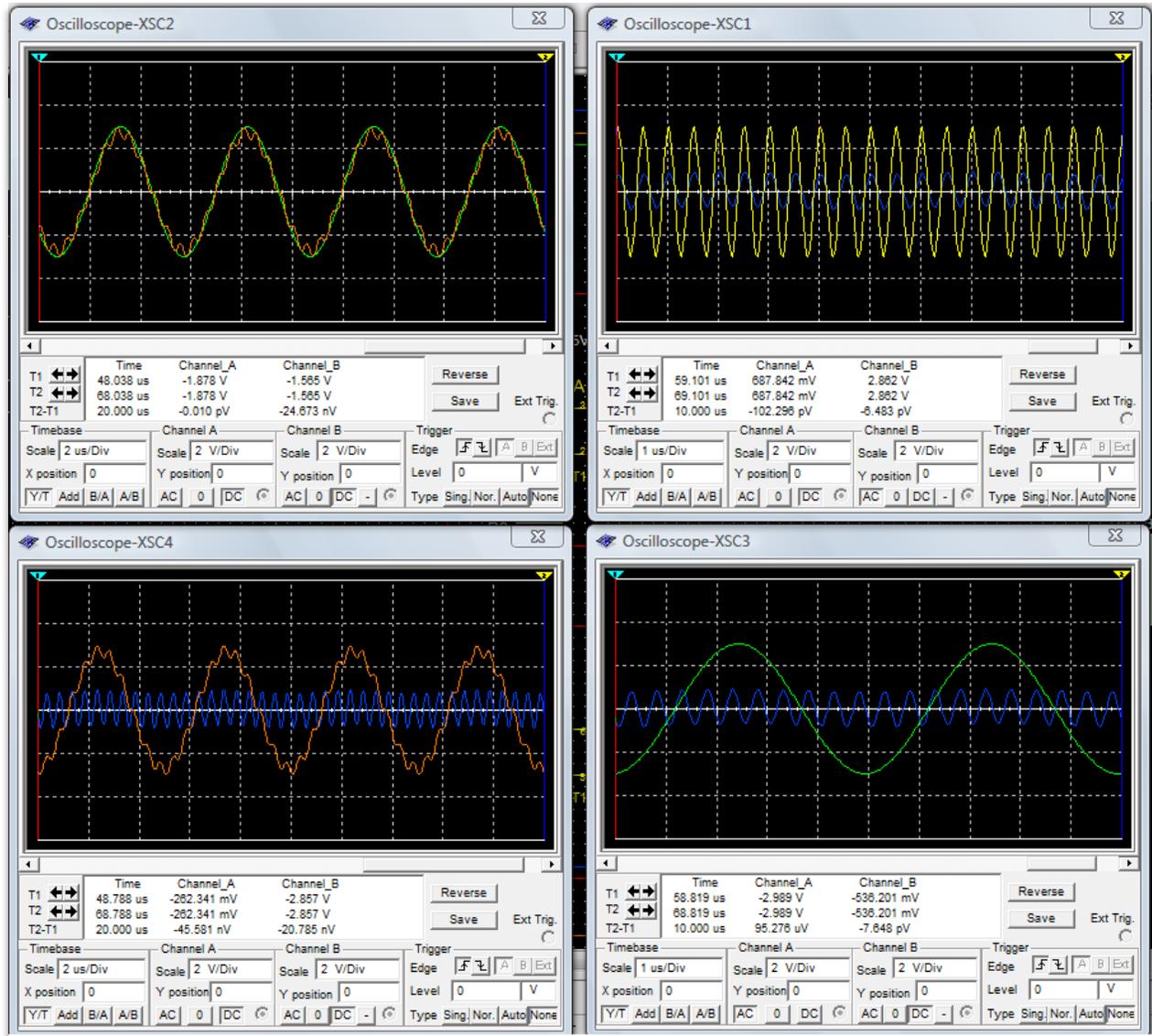


Figura 28 Resultados de la tercera prueba con el potenciómetro en 90% hacia Rb.

En las figuras superiores y figuras inferiores de la figura 28 se observa cómo, con el balance del circuito al punto de operación calculado, se ha eliminado casi en su totalidad la señal transmitida S_{Tx} (color verde), lo que indica que esta señal se está anulando casi por completo. No obstante, siempre puede quedar una porción, aunque de amplitud muy baja. Lo importante en este caso es que la amplitud de la señal transmitida S_{Tx} en el puerto OUT sea aproximadamente cero (0v) para que no afecte a la señal reflejada, que en definitiva es la señal que debe ser recibida en su totalidad en dicho puerto.

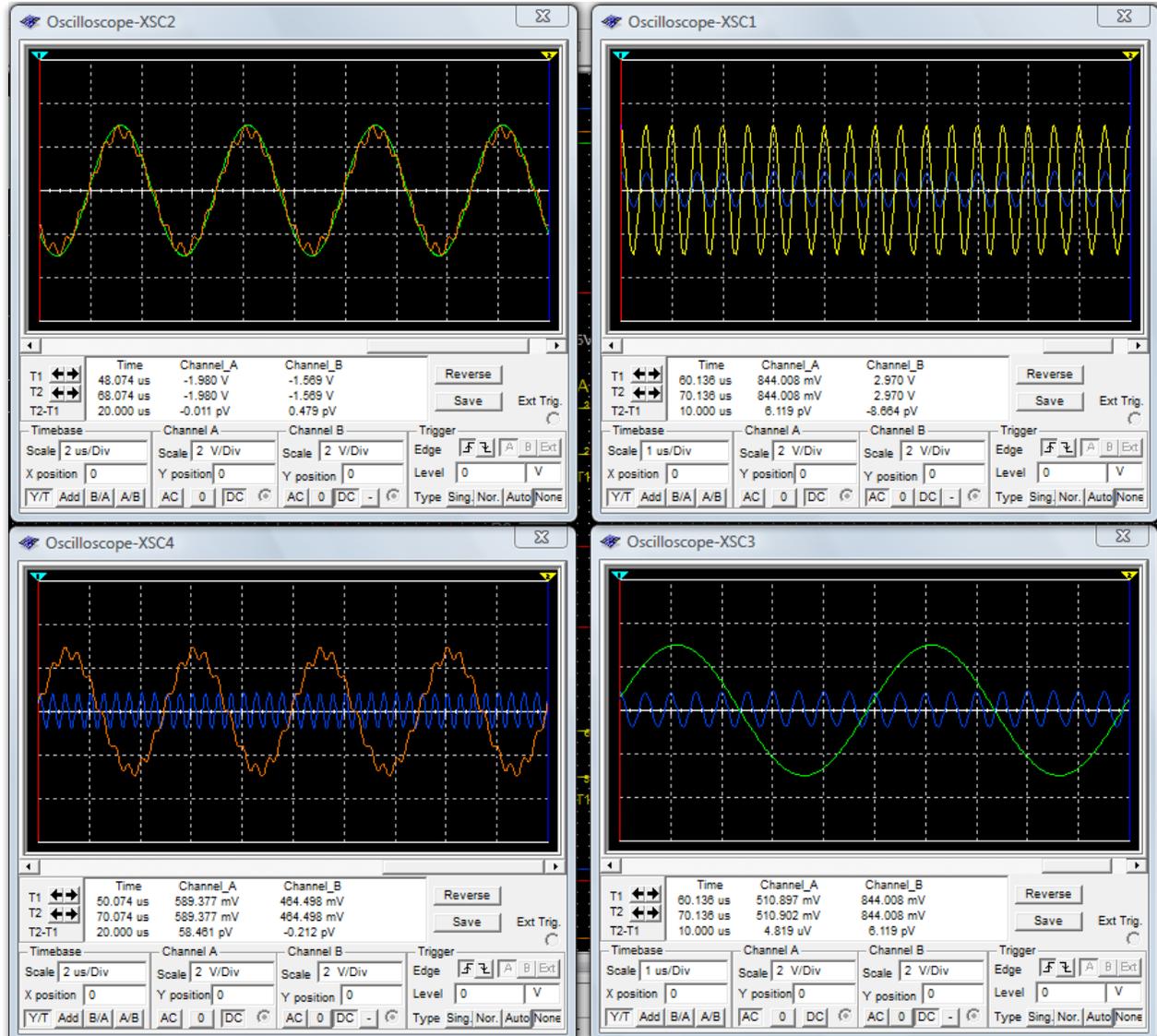


Figura 29 Prueba con el potenciómetro en 100% hacia Rb ($R_a = 0$)

De los resultados de la prueba 3 se observa que en la práctica es posible que los puntos de operación y balance del circuito estén ligeramente desplazados debido a las pérdidas no consideradas en el comportamiento de los OPAMP y demás elementos del circuito. Esto hace que en la realidad puede que se deba dejar pasar una porción de señal ligeramente mayor o menor a la calculada, hasta lograr que el circuito opere satisfactoriamente. De este modo, el papel que juega el potenciómetro dentro de la circuitería es el de calibración del duplexor. El resultado que se debe obtener tanto en la simulación como en la práctica es una señal S_{RX} , recibida en el puerto OUT, con la componente de la señal reflejada S_r amplificada con respecto a

su nivel en el puerto IN/OUT, y con la señal transmitida S_{Tx} desde el puerto IN totalmente anulada. En este punto puede asegurarse que el circuito opera satisfactoriamente.

A fin de corroborar el correcto funcionamiento de un diseño tan complejo, y de obtener consideraciones prácticas para la implementación, se realizó el montaje físico del circuito duplexor, el cual fue probado con la misma metodología planteada previamente para las simulaciones, pero a menores frecuencias en los terminales de entrada y salida. Los resultados de estas pruebas han coincidido absolutamente con los simulados, a pesar de la discrepancia en las frecuencias utilizadas, lo que asegura el correcto funcionamiento del circuito diseñado.

Los resultados de estas pruebas pueden observarse en el apéndice VIII.3

IV.4.1.4.- Diseño del Módulo Transmisor (Sistema de Transmisión FSK)

Conformado por el modulador-transmisor FSK en el “Extremo Analizador / Compensador Central” y por el demodulador-receptor en el “Compensador de Extremo de Abonado”.

Modulador FSK

El modulador *FSK* ha sido diseñado integrando dos señales sinusoidales de distintas frecuencias que se unen por medio de un par de *Switchs* analógicos, para producir una señal de salida modulada por desplazamiento de frecuencia en función de un mensaje de entrada en formato digital continuo. El objetivo de este sistema es el de establecer un canal de comunicación entre los equipos de extremo “A” y “B”, sobre un canal dedicado para tal fin.

Se consideró necesario realizar el montaje suplementario del modulador FSK, en vista de la necesidad de evaluar los componentes de hardware adicionales que serían utilizados para su construcción, más allá de los planteados teóricamente. De experiencias prácticas previas se conoce que el tratamiento a través de la circuitería analógica para la conformación de la señal FSK, requiere de una gran cantidad de desacoples y arreglos de la señal entre etapas parciales del circuito. Esto supone esfuerzos adicionales que muchas veces no es posible predecir únicamente con la simulación. El montaje se llevó a cabo sobre protoboards con los componentes circuitales

necesarios. Las pruebas físicas del modulador FSK se realizaron con dos portadoras de frecuencias 96KHz y 192KHz, siendo éstas múltiplos de 600Hz (160 veces y 320 veces respectivamente).

Las frecuencias utilizadas para el montaje del circuito FSK fueron seleccionadas con el objetivo de que trabajasen con amplificadores operaciones de fácil acceso en el mercado (amplificadores para baja frecuencia), ya que componentes para frecuencias superiores a 1MHz resultan extremadamente complicados de conseguir en el mercado venezolano, lo que hacía inviable una rápida y práctica implementación. Sin embargo, las frecuencias sugeridas para realizar la señalización vía FSK deben ser superiores a los 2300KHz, de modo de que realice una señalización “fuera de banda”, por encima de la banda de operación de ADSL2+. A continuación se desarrolla el circuito planteado para generar la modulación FSK.

Para generar cada portadora, el oscilador senoidal Puente de Wien (Figura 4 del marco referencial) resulta ideal, dado el rango de frecuencias seleccionado.

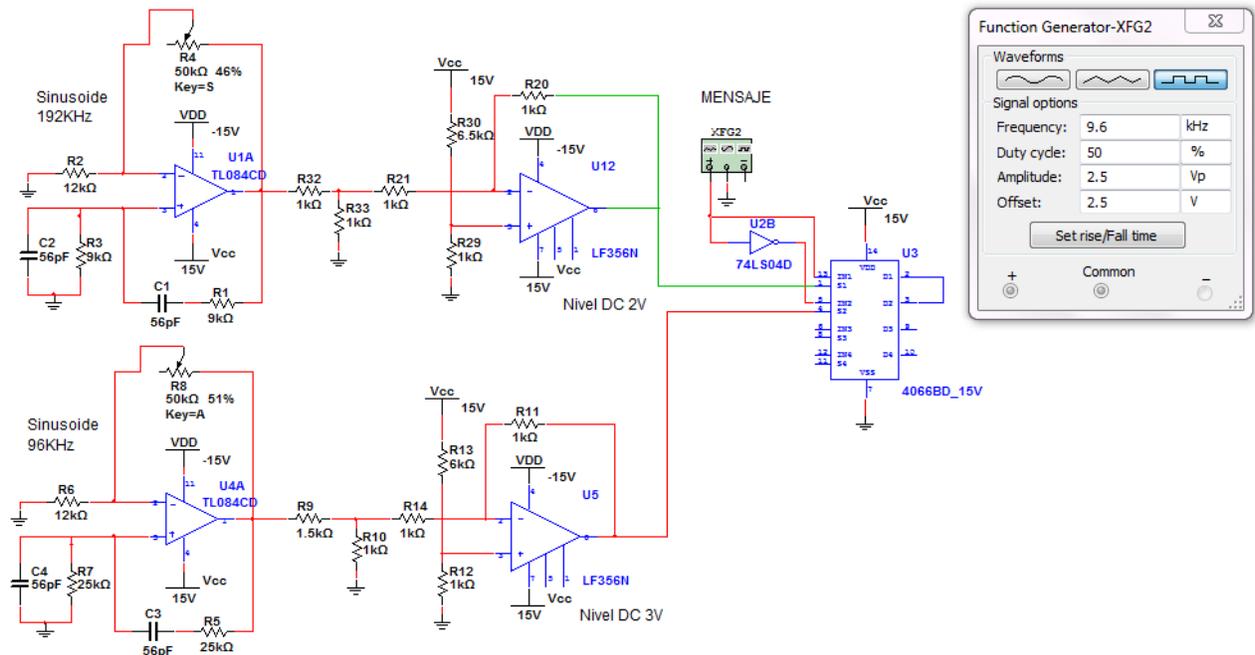


Figura 30 Diagrama circuital para Modulador FSK a baja frecuencia

La figura 29 muestra el montaje circuital a partir del cual se construye el modulador FSK. Este comprende las dos portadoras necesarias que son generadas con montajes casi idénticos. Cada circuito consta de dos partes claves, previo a la integración de señales en *switches* analógicos a través del circuito integrado 4066BD. La primera es la generación de las portadoras, donde adecuando los valores de las resistencias y condensadores que manejan la oscilación, es decir los de la parte inferior, se obtiene la frecuencia deseada.

La fórmula que determina la frecuencia del oscilador puente de Wien es $f = 1 / (2\pi RC)$, donde para la portadora de 192KHz se usa $C = 56\text{pF}$ y $R = 9\text{k}\Omega$, obteniéndose una frecuencia $f = 315,78 \text{ KHz}$; y para la segunda portadora se utiliza $C = 56\text{pF}$ y $R = 25\text{k}\Omega$, obteniendo así una frecuencia $f = 113,68 \text{ KHz}$. Como se puede apreciar, ambas frecuencias son superiores a las originalmente planteadas. Sin embargo, esto ocurre debido a que la oscilación de los circuitos se ve altamente afectada por el potenciómetro en la parte superior del oscilador, el cual es quien controla la amplitud de la onda de salida. Además, para garantizar la oscilación el potenciómetro debe ser al menos dos veces mayor que la resistencia conectada a la entrada negativa del *OPAMP*; este par de resistencias se denominan resistencias de ganancia. Se conoce que la amplitud decrece conforme aumenta la frecuencia; análogamente, al disminuir la frecuencia obtenida teóricamente, se consiguieron valores de amplitud más altos, manteniendo la relación entre las resistencias de ganancia en el punto ideal para que el circuito oscile.

Utilizando los valores planteados, se consiguió en simulaciones señales senoidales de excelente calidad y amplitud, con los valores de frecuencia deseados.

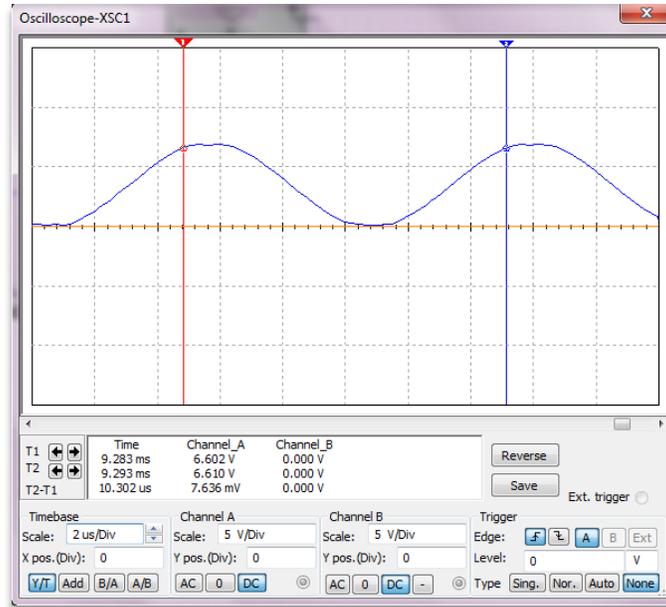


Figura 31 Señal senoidal de oscilador Puente de Wien de 96Khz

En la figura 30 se observa que el período de la onda es de 10,302us. Si se calcula el inverso de esta expresión para obtener la frecuencia, se tiene que $f = 1/10,302\mu s = 97,068\text{KHz}$, lo que representa una excelente aproximación a la frecuencia deseada de 96Khz.

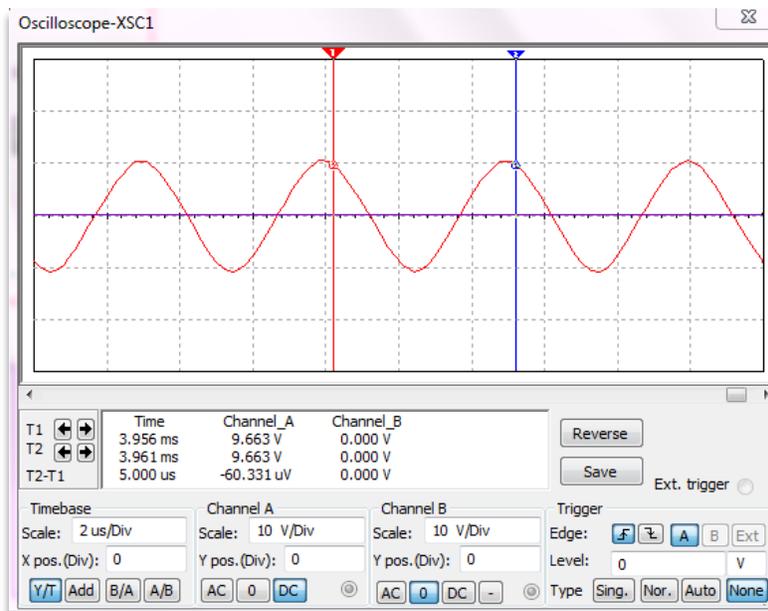


Figura 32 Señal senoidal de oscilador Puente de Wien de 192Khz

Si el período de la onda es de 5 μ s, calculando el inverso de esta expresión para obtener la frecuencia se tiene que $f = 1/5\mu s = 200\text{KHz}$. Aunque existe una deriva de 8KHz con respecto al valor original planteado (192KHz), esta resulta una frecuencia aceptable en vista de la practicidad relativa a componentes circuitales y a la no rigurosidad del criterio de las portadoras (dado que en la realidad deben estar por encima de los 2300KHz).

La segunda sección del circuito no es más que una adaptación de la señal que produce el oscilador para que se encuentre dentro de los parámetros del 4066BD y evitar la saturación del componente. El oscilador produce una senoide simétrica centrada en cero, y se conoce que el rango de las señales de entrada del *switch*, que es de polarización asimétrica, va entre 0V y +Vcc. Para lograr esto, se usa primero un divisor de voltaje común para reducir un poco la amplitud de las sinusoides y luego un sumador de nivel DC para ubicarla la señal sobre los 0V.

A continuación se muestra en detalle cómo, teóricamente, la señal va siendo modificada a medida que avanza por el circuito. Se muestran los resultados para sólo una de las portadoras a modo demostrativo. Para la otra sección el proceso es idéntico.

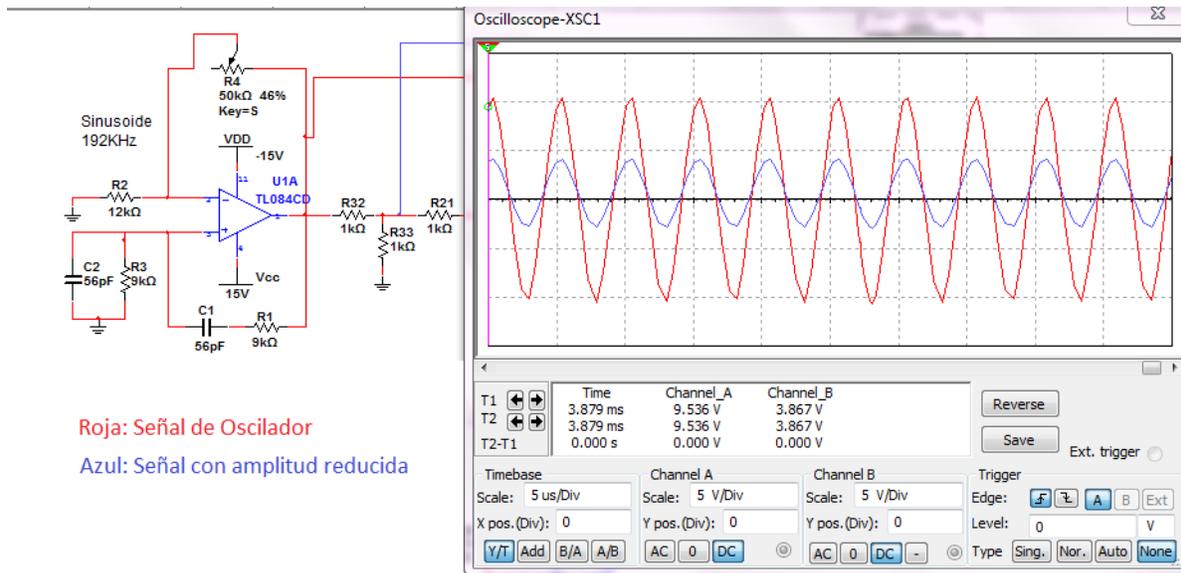


Figura 33 Portadora para Modulador FSK físico. Señal de oscilador vs señal de oscilador reducida en amplitud

La señal resultante del oscilador de 192Khz presenta una amplitud teórica de 20V. Mediante un divisor de voltaje simple fue reducida a casi 7V, tal como se observa en la figura 32. Luego, la señal pasa por un circuito seguidor de voltaje construido con un OPAMP, el cual le suma el nivel DC necesario para que la señal se ubique sobre los 0V

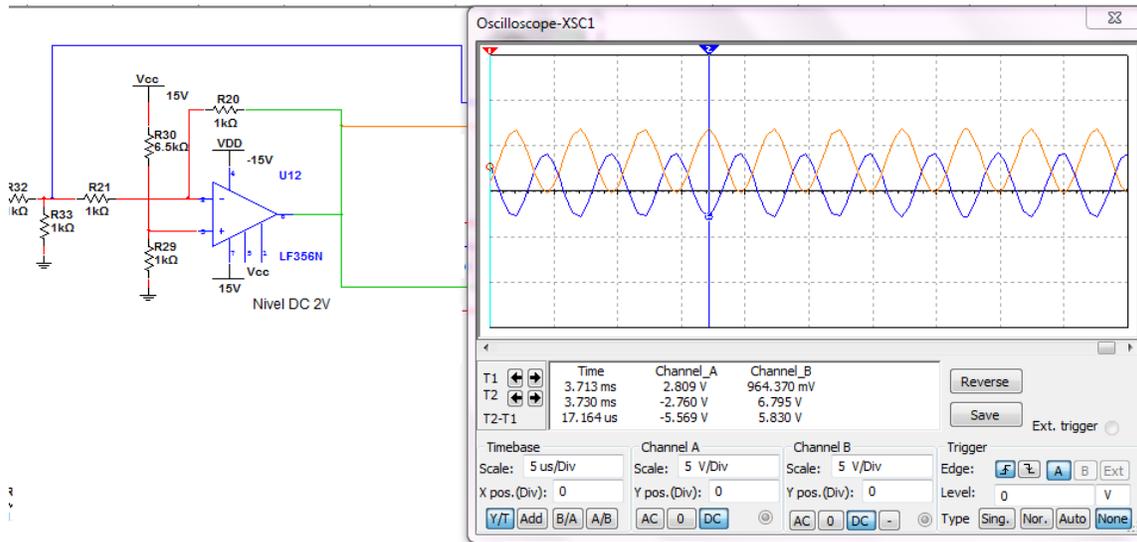


Figura 34 Portadora para Modulador FSK físico. Señal reducida en amplitud vs señal sumada con nivel DC

Como el proceso se verifica para ambas portadoras, el arreglo de *switches* analógicos del circuito 4066BD va alternando la salida de ambas señales en función del mensaje que se pretende enviar, el cual determina la forma de la onda de la FSK saliente. El mensaje fue simulado con una onda cuadrada de 4,8KHz de frecuencia y un ciclo de trabajo del 50%, lo que representa una señal transmitida a una tasa de 9600bps (velocidad estándar en RS232), con la máxima variabilidad posible entre sus bits (...10101010...). El cambio de nivel lógico en el mensaje que entra al *switch* es lo que finalmente produce la señal conmutación entre portadoras, generando la señal modulada por desplazamiento de frecuencia para el módulo transmisor (ver figura 34 abajo)

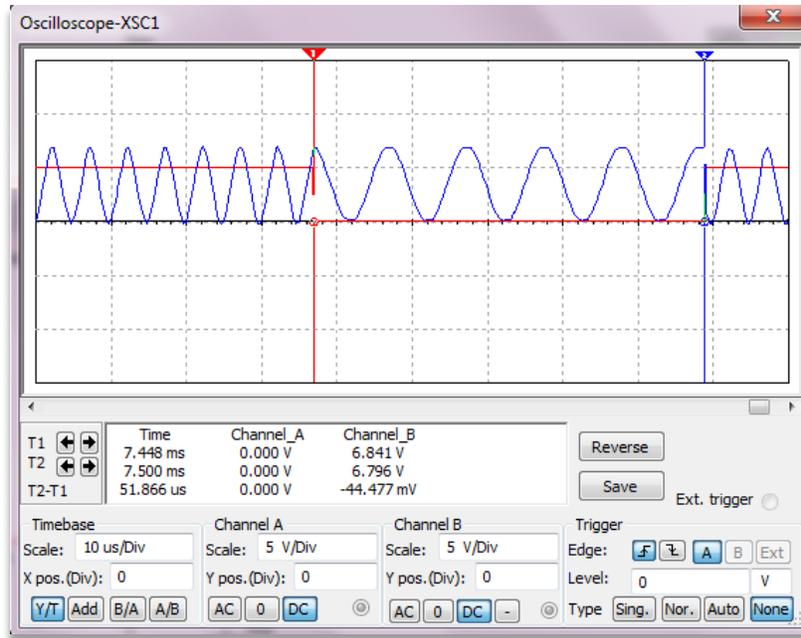


Figura 35 Salida de circuito modulador FSK. Portadoras de 192KHz y 96Khz

Los resultados de la simulación del modulador fueron coincidentes con los obtenidos en el montaje físico, tal como se puede observar en el apéndice VIII.6.1 Ilustración 34.

Demodulador FSK

El demodulador del “Extremo B” debe ser capaz de recuperar el mensaje transmitido en FSK desde el “Extremo A” a través de la línea. El circuito diseñado se basa en modulación no coherente con detección de envolvente, y consta de dos ramas, cada una dividida en cinco (5) secciones, más una sección común: un filtro pasa-banda, un puente de diodos, un circuito restador, un detector de envolvente y un comparador con compuerta Schmitt Trigger. Finalmente las ramas se unen a través de un circuito restador.

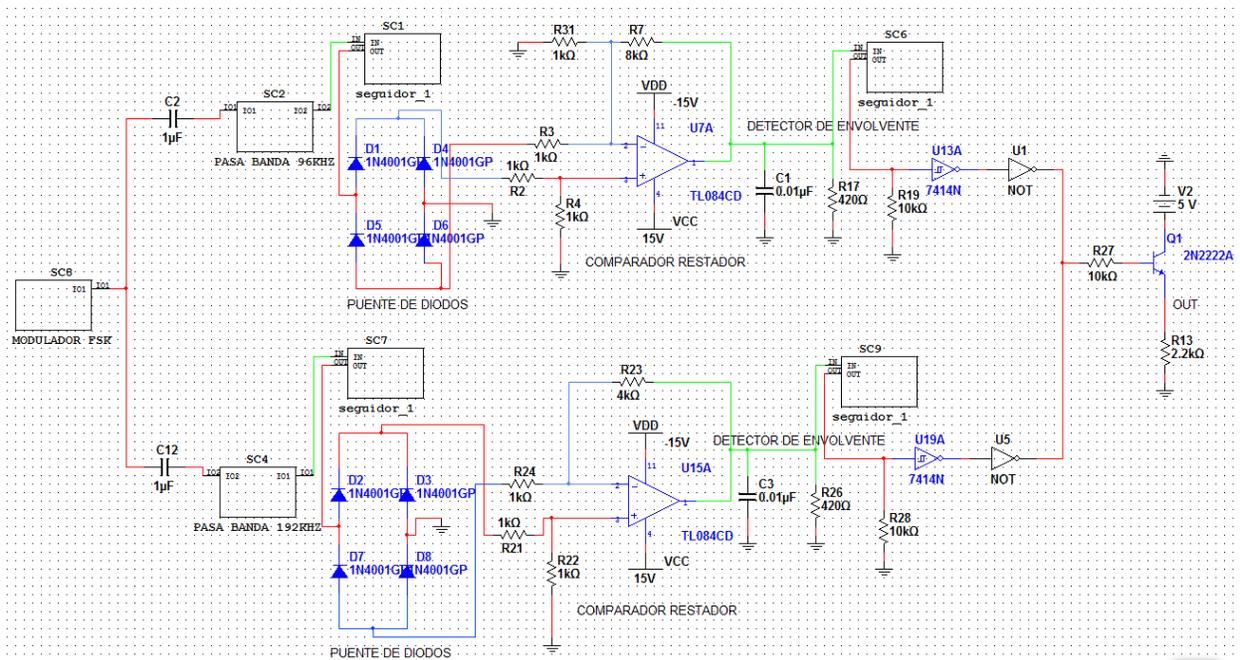


Figura 36 Esquema circuital del demodulador del Extremo B

La figura anterior muestra el esquema de modulación presentado en el circuito, en cuya entrada se introduce la señal modulada FSK. Esta pasa a cada una de las ramas que conforman el circuito: la superior, que recupera el mensaje contenido en la portadora de 96Khz y la inferior el de la portadora de 192Khz.

La primera sección del circuito, el filtro pasa banda, separa la porción de mensaje a recuperar de la que no. El filtro pasa banda está compuesto a su vez, por un filtro pasa bajo en cascada con un filtro pasa altos, ambos de segundo orden. Los valores de resistencias y condensadores cambian ligeramente entre los pasa-bandas de frecuencias superior e inferior, manteniéndose la configuración.

Los montajes usados para los filtros pasa-banda de 96Khz y 192Khz se muestran a continuación:

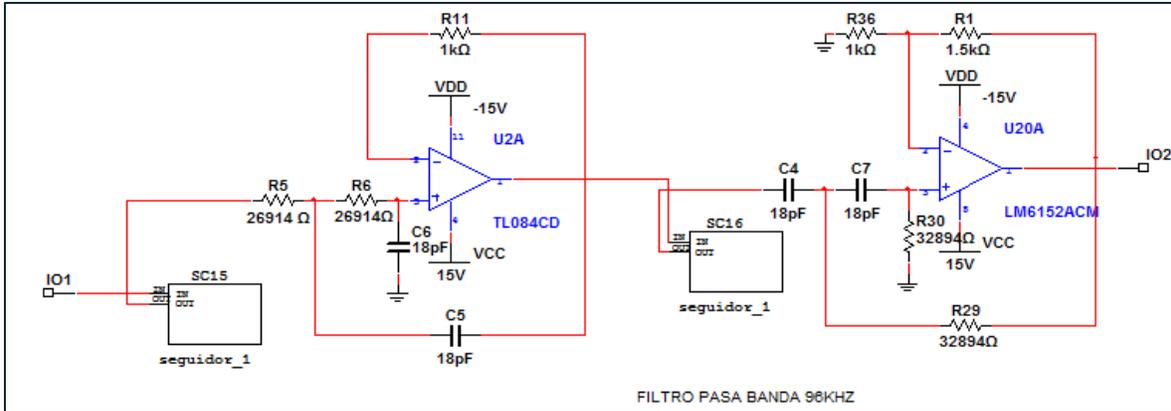


Figura 37 Esquema circuital de filtro pasa bandas con frecuencia central de 96KHz

La fórmula descriptiva de los filtros determina los valores de resistencias y condensadores es la misma que describe el funcionamiento del oscilador puente de Wien, (8).

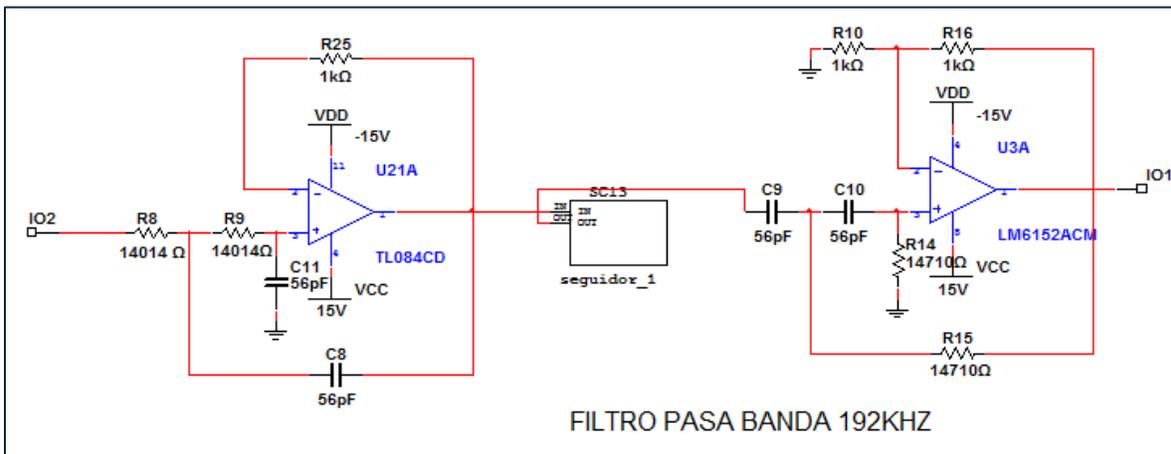


Figura 38 Esquema circuital para filtro pasa bandas con frecuencia central de 192KHz

Cada filtro fue construido utilizando frecuencias de corte que estuviesen 9,6Khz sobre y por debajo de la frecuencia central del filtro (96Khz y 192Khz). Al ser 4,8Khz la frecuencia fundamental, mitad de la frecuencia del mensaje usado en la modulación FSK, las ventanas de paso, de ancho de banda $2 \times 9.6\text{KHz}$ dejarán pasar todo el primer armónico del mensaje, suficiente para ser recuperado. En realidad, las frecuencias de corte escogidas duplican el ancho de banda requerido (que sería de $2 \times 4,8\text{KHz}$ en cada portadora). Sin embargo, este criterio se ha utilizado para permitir llegar al doble de la velocidad estándar, es decir, 19200bps, de modo que el sistema podrá variar su velocidad de transmisión según se requiera.

La salida de cada filtro pasa-banda va a un puente de diodos; su propósito es el de rectificar la señal en onda completa. Es aquí donde cada rama se complementa con el restador y un *offset* o *nivel DC*. Este último se encarga de corregir la media onda que produce el puente de diodos para así obtener la rectificación de onda completa deseada, y ubicar esta señal en el rango positivo de voltajes, que es donde debe encontrarse el mensaje original. La función del restador es la de obtener la diferencia de potencial entre el punto superior del puente de diodos y el inferior. En este punto, las señal de interés es justamente la señal entre estos dos nodos, pero evidentemente esta ya no es una señal referenciada a la tierra del circuito, sino una señal de potencial flotante. La resta de las señales en cada nodo referencia la señal de interés nuevamente a una tierra común (en este caso la tierra del circuito). En la siguiente imagen se observa como la salida (señal en color verde), es la onda rectificada de la entrada, onda naranja.



Figura 39 Rectificación a onda completa de señal filtrada

Una vez que se tiene la portadora rectificada, entra en funcionamiento el detector de envolvente, el cual comienza el proceso de normalizar la señal para convertirla en una señal “binaria” (de 0V a 5V) y poder recuperar el mensaje transmitido. La expresión que se usa para determinar los valores en el detector de envolvente es: $5RC = 1/F_b$, Donde asignando un valor de R o C, se conseguirá el otro. Con $C = 0.01\mu\text{F}$ tendremos que $R = 420\Omega$.

Los efectos de esta porción del circuito se observan en la imagen anterior, para la onda color verde.

En la próxima imagen se muestra el funcionamiento del detector de envolvente (señal azul), con respecto a un mensaje en su banda de frecuencias correspondiente, (señal roja).

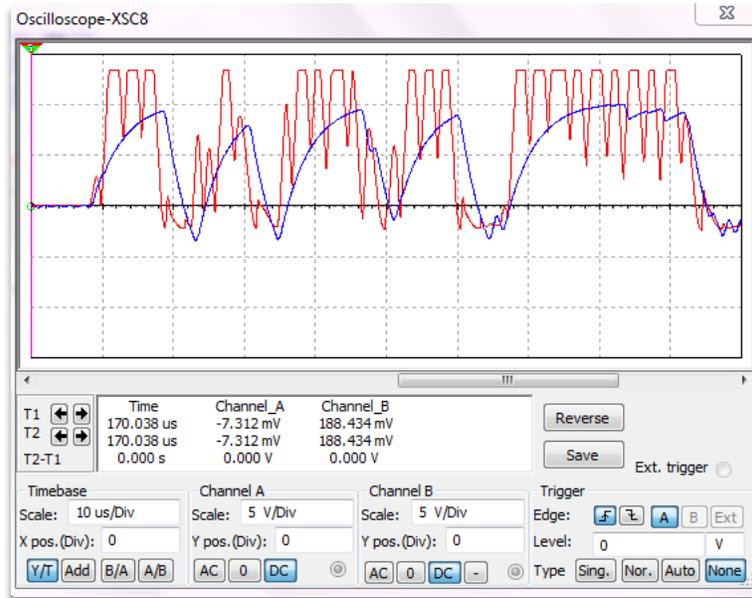


Figura 40 Funcionamiento de sección detectora de envolvente

Para terminar de reconstruir el bit de cada rama, el mensaje dentro de cada portadora se hace pasar por un comparador. El comparador utilizado es una compuerta Schmitt Trigger inversora. Está genera una onda cuadrada dependiendo de la amplitud de la señal entrante respecto a sus umbrales de operación. La ventaja que ofrece utilizar este tipo de compuertas es que evita errores en la salida por la variabilidad o fluctuaciones de la señal rectificadora, gracias a la ventana de histéresis con la que trabaja. Dado que la compuerta tiene la particularidad de negar la salida, para corregirlo se usa un negador TTL común.



Figura 41 Recuperación de mensaje

En la figura anterior se muestra la correcta recuperación del bit para una sub-banda de trabajo específica. El circuito demodulador hace este proceso en paralelo para cada una de las portadoras. Al final basta unir las salidas mediante la utilización de un manejador de corriente con transistor en corte saturación el cual determina una salida unificada para TTL. El circuito manejador de corriente está conformado por un seguidor de voltaje con operacionales y un transistor trabajando en corte-saturación, polarizado con 5V. De este modo, la salida será una señal digital binaria retorno a cero (RZ), entre 0 y 5v.

IV.4.1.5.- Diseño de los Módulos Conversores

Conversor Analógico-Digital

El muestreo que debe realizar el módulo “Conversor Analógico-Digital” está determinado por la frecuencia más alta contenida en las señales que se van a digitalizar. En este caso, las frecuencias consideradas son: la mayor frecuencia de la banda de *upstream* de ADSL2+, 138KHz, y la mayor de las frecuencias del *downstream*, es decir 2208KHz.

Para establecer la frecuencia de muestreo del conversor se toma como referencia la frecuencia máxima posible en una transmisión. La tasa de captura de muestras debe cumplir el Teorema del Muestreo de Nyquist, cuya fórmula se muestra a continuación.

$$F_s \geq 2 * f_m$$

Donde F_s es la tasa de muestreo y f_m la frecuencia del mensaje.

Como se deduce de la ecuación, el teorema sostiene que la tasa de muestreo debe que ser mayor o igual a dos veces la frecuencia del mensaje. No obstante, este teorema determina la tasa mínima a la que la señal debe ser muestreada para que sus componentes sean recuperadas, pero no resulta el criterio más apropiado para hacer mediciones a partir de las señales en sí. Cuando la información se encuentra contenida entre las señales, como es el caso de las señales en banda base o moduladas, basta con que puedan reconstruirse sus tonos fundamentales para que el mensaje sea decodificado, esto sin importar la amplitud o fase con que se recuperen. Pero cuando la información de interés es la propia señal, el cuidado de la amplitud y la fase al efectuar la reconstrucción a partir de sus muestras es esencial, pues una señal con amplitud menor a la original significará una pérdida absoluta de información. Este es el caso que involucra todo lo referente a mediciones reflectométricas sobre una línea de transmisión.

Al efectuar mediciones basadas en los valores de amplitud y fase de una señal, con una tasa de muestreo igual a $2*f_m$ se pueden recuperar los tonos fundamentales , pero en estos (especialmente en los de mayor frecuencia) se introducirán errores en la amplitud y fase recuperada. Estos errores se traducirán inevitablemente en errores de medición, y la razón será el bajísimo número de muestras en las señales de mayor frecuencia. En este punto se requiere una tasa de muestro mucho mayor a la tasa de Nyquist, ya que la señal se precisa “sobre muestreada”. Cuanto mayor sea el sobremuestreo, tanto mayor será la precisión en la medición de amplitud y fase. Sin embargo, una tasa de muestreo excesivamente alta podría significar una exigencia muy rigurosa de hardware. Una frecuencia de muestreo de, por ejemplo, 10 veces la frecuencia del mensaje, permitiría obtener valores relativamente confiables en las pruebas, lo suficiente como para caracterizar el comportamiento de atenuación y desfasaje que produce la línea de transmisión, ya que cubre la mayor parte de la onda al muestrear.

Convertor Digital-Analógico

El convertor digital-analógico debe cumplir los mismos requerimientos de frecuencia y velocidad que el convertor Analógico-digital para recuperar la banda base de la señal digital que proviene del DSP. Es fundamental que tanto la señal de entrada como la señal de salida tengan la

misma tasa de bits para que se mantenga la transmisión de datos en tiempo real, si la transmisión y conversión de las señales se hiciera en tiempo diferido, se podría usar una tasa de bits diferente.

IV.4.1.6.- Módulo de Procesamiento Digital

MCU

El *MCU* (Master control Unit) o Unidad de control maestro gestiona la conmutación de los modos de operación de ambos extremos mediante el control del módulo selector. Debe conectarse al *DSP* a través de una interfaz serial. Adicionalmente se encarga de enviar la comunicación entre equipos por medio del “Modulador transmisor”, en el caso del extremo “Analizador/Compensador central”, y en caso del “Compensador de extremo de abonado”, posee una conexión directa con el “demodulador receptor”. En ambos extremos el *MCU* debe contar con una interfaz serial para comunicarse con los módulos FSK. La unidad de control maestro será quien conmuta entre los módulos disponibles de cada extremo para garantizar la operatividad del sistema.

Otra función del *MCU* en el extremo “Analizador/Compensador central” será la obtención desde el *DSP*, de los parámetros del canal para generar los filtros de *Pre-énfasis* de cada banda. Estos datos se pasan al “Modulador transmisor” para que sean transmitidos y homologados por el CPU del extremo “Compensador de extremo de abonado”. Este último debe tener una conexión directa con el “Demodulador receptor” donde se demodulan los datos para ser recibidos por su *MCU* y enviarlos a su *DSP* para producir el filtro de *Pre-énfasis* correspondiente a su banda de frecuencias. La comunicación entre el *DSP* y el *MCU* demanda una interfaz serial adicional a la ya utilizada para la comunicación FSK.

DSP

El procesador digital de señales (*DSP*, por sus siglas en inglés) es un microcontrolador con su hardware optimizado para realizar cálculos numéricos y procesamientos a muy alta velocidad. Debe realizar el análisis de la señal de prueba, a partir del cual generará el filtro de *pre-énfasis* que compensará la señal ante los fenómenos del canal, para luego hacer la convolución en tiempo real con la señal DSL a transmitir.

El algoritmo más denso se ejecuta en el DSP durante el “modo de prueba”. En este se analiza la señal y se efectúa el cálculo de la función de transferencia del canal. De acuerdo con los parámetros obtenidos se genera el filtro de *Pre-énfasis*. Por fortuna, éste, que es el procesamiento más denso, se realiza en tiempo diferido, por lo que se puede usar una velocidad de procesamiento mucho menor a la velocidad requerida para procesamiento en tiempo real. Por esta razón, el factor determinante para la velocidad del DSP es la convolución del filtro de *Pre-énfasis* con las señales DSL a transmitir, que se debe hacer en tiempo real. La convolución se hace con porciones de la señal de entrada, es decir, al ingresar se toma una ventana de pocos segundos de duración y se convoluciona con la respuesta impulsiva del filtro de *Pre-énfasis*.

La convolución será la suma de los productos entre la señal de entrada y la respuesta impulsiva del filtro. Por cada muestra de la señal de salida se obtendrá una cantidad de productos; cada producto significa una cantidad específica de instrucciones de programa ejecutadas. El DSP cuenta con un módulo de multiplicación en el que se colocan dos señales de entrada y se obtiene como resultado el producto en un solo ciclo de procesamiento. Dado que por cada muestra de salida se obtienen varios productos, cada muestra significa varias decenas de instrucciones (aunque muchas menos que en un procesador convencional).

El espaciamiento entre muestras posee un período específico, el cual es el inverso de la tasa de muestreo, y todos los productos que deben hacerse para obtener una sola muestra de la señal de convolución, deben hacerse en ese período de tiempo. Con base en esto, se debe lograr que el período de muestreo sea múltiplo del período de instrucciones, en una proporción mayor o igual a dos (2) veces el número de instrucciones requeridas para obtener cada salida de la señal de convolución. Esto es: $T_{\text{muestreo}} = 2N * T_{\text{instrucciones}}$. El número dos (2) que aparece la expresión obedece al hecho de que cada paso en la obtención de una muestra de la señal de convolución posee al menos un producto y una suma, lo que totaliza al menos 2 instrucciones por muestra de entrada.

Existen formas de minimizar los requerimientos del DSP en términos de velocidad de procesamiento. Una de ellas es la minimización de la respuesta impulsiva. La obtención de funciones de respuesta al impulso más pequeñas generarán convoluciones más cortas, y tomando en consideración que se deben realizar en el mismo tiempo, esto se traduce en menor

requerimiento de velocidad, Mientras mejor sea el filtro de convolución, menor es la respuesta impulsiva y menos requerimiento del DSP se obtendrán.

Procedimiento en Matlab para la obtención del código que determina el filtro *pre-énfasis*.

A continuación se describe el proceso de realización del procesamiento digital en el programa Matlab. El código realizado representa el diseño teórico del código deseado, la implementación del código debe hacerse homologando el código en un programa que maneje las herramientas necesarias para introducir el código en un micro controlador. El código fuente puede observarse en la sección VIII.2.1 de los anexos.

- Primero se realiza un vector de tiempo que represente una porción de la señal de prueba que evalúa el canal. Este vector debe tener una frecuencia de muestreo grande para que la señal, al momento de ser digitalizada, no presente errores. La frecuencia usada fue de 1.000.000 muestras.
- Se produce la señal de prueba que evaluará el canal, una onda cuadrada con amplitud de 10V y frecuencia de 600Hz
- Se simula la pérdida que producirá el canal mediante un filtro pasa bajos butterworth de orden 8, con frecuencia de corte de 8kHz, el cual rechaza efectivamente las frecuencias superiores a la frecuencia de corte. Luego se pasa la señal de prueba por este filtro para obtener la onda de prueba filtrada. Aunque este no es el comportamiento real del canal, provee una buena aproximación para efectos de la simulación de la programación. En el funcionamiento definitivo, esta simulación de los efectos del canal no estará presente, pues el cálculo se realizara a partir de la señal reflejada real, la cual presentará los efectos reales del canal.
- Luego se obtiene la transformada de Fourier de la señal de prueba y de la onda filtrada, utilizando el algoritmo FFT, propio de Matlab.
- Se construye un vector de frecuencia con el mismo número de muestras que los vectores anteriores, contra este, se graficarán las señales representadas en dominio de las frecuencias.
- Al vector que representa la transformada de Fourier de la onda de prueba se le suma un vector de valores decimales muy cercanos a cero con el fin de que sustituyan cualquier cero que pueda haber en el vector, para evitar las divisiones entre cero y errores en futuras transformaciones.

- Luego se procede a obtener la función de transferencia del canal. Para esto, simplemente se divide la transformada de la onda filtrada entre la transformada de la señal de prueba. Esto es: $H(f) = Y(f) / X(f)$. Para que la función $H(f)$, sea una función de transferencia válida, que represente el verdadero comportamiento del canal, la señal de prueba $X(f)$ debe poseer componentes espectrales aquí-espaciados en todo el ancho de banda estudiado. Lo anterior garantiza que en el cociente punto a punto $Y(f) / X(f)$ se obtengan los valores de atenuación para cada una de las frecuencias representadas en estos vectores. Por último, conociendo que la señal que prueba el canal es aquella que viaja por el canal dos (2) veces (por la reflectometría), entonces se deduce que la función de transferencia real de la línea será $(H(f))^2 = Y(f) / X(f)$, despejando $H(f)$ la igualdad quedaría en definitiva:

$$H(f) = \sqrt{Y(f) / X(f)}$$

- Se crea un vector que simula el impulso unitario en $t = 0$, el cual servirá como parámetro para construir un filtro ideal que simula lo que será el comportamiento compensado del canal específicamente en la banda de *upstream*. El filtro es pasa bajos, tiene frecuencia de corte en 138khz, y es de orden 12. Al filtrar se obtiene la respuesta impulsiva del sistema $h(n)$.
- Se calcula la transformada de la función obtenida lo que representa la función de transferencia que caracteriza en frecuencia al filtro ideal realizable. La transformada del filtro ideal es uno de los parámetros requeridos para obtener el filtro de compensación o filtro de pre-énfasis en frecuencia.
- Dado que la función obtenida está en el dominio de la frecuencia y el filtro requerido debe ser un filtro de convolución en tiempo para mantener la causalidad del sistema, es necesario obtener la transformada inversa de Fourier de este filtro, lo que generará la respuesta al impulso del filtro de pre-énfasis, que en esencia es el filtro de convolución.

Este método se realiza dentro del rango de frecuencias de ADSL *upstream* sin embargo es extrapolable a la banda de *downstream*. Dado a que ese rango tiene un mayor ancho de banda el procedimiento puede realizarse de forma recurrente, de manera que se cubre efectivamente todo el espectro de ADSL2+.

V.- CAPÍTULO: CONCLUSIONES

El sistema diseñado en el presente trabajo pretende solventar problemas frecuentes en las transmisiones sobre pares de cobre, específicamente para ADSL2+, buscando obtener, no solo un mejor rendimiento en términos de velocidad y ancho de banda, sino la posibilidad de llevar más y mejores servicios a los usuarios, al tiempo que se incluye a más de estos en la prestación del servicio, especialmente a aquellos que hoy se ven al margen de la tecnología por sus restricciones en distancia.

La implementación del sistema propuesto permitiría introducir mejoras sustanciales en la relación señal a ruido en los canales DSL sobre pares de cobre, lo que permitiría un mayor aprovechamiento del espectro asignado para las comunicaciones sobre esta tecnología, cuestión que se traduciría en un aumento en la velocidad promedio de transmisión de datos.

La realización de un diseño modular, ha permitido el planteamiento de una multiplicidad de opciones para el diseño de cada una de las partes del sistema. Este punto es de especial interés para una fase prototipo, ya que el diseño puede continuar optimizándose a partir de una base teórico-conceptual del funcionamiento de los módulos y la filosofía de operación del sistema.

A continuación se presentan las conclusiones y observaciones relevantes para módulos específicos y secciones del diseño.

Acerca de la extrapolabilidad del diseño

Dada la universalidad de los conceptos involucrados en el diseño y sus componentes, el mismo puede ser homologado para otros medios de transmisión y tecnologías basadas en cobre, y sus resultados pueden ser extrapolados estableciendo consideraciones particulares en aspectos puntuales de cada módulo, como por ejemplo las bandas de transmisión, frecuencias de corte, velocidades de transmisión, frecuencias de muestreo, entre otros. De este modo, prácticamente cualquier sistema de transmisión basado en medios alámbricos puede ser optimizado, de acuerdo con sus requerimiento y con la factibilidad técnico-económica aplicable a la tecnología o servicio.

Acerca de los fenómenos a altas frecuencias en el montaje de circuitos

Las altas frecuencias con las que se debe trabajar (superiores a 1MHz) producen una serie de fenómenos que no se presentan en simulaciones computarizadas, tales como resonancia en los componentes, capacitancias parásitas y filtraciones de altas frecuencias en tecnologías inalámbricas, acople de señales a través de las fuentes DC, entre muchos otros. El estudio de los componentes a emplear es de vital importancia para la construcción efectiva de un potencial equipo. Anticiparse a cómo responderán los componentes ante determinadas características, garantizará un empleo eficiente del tiempo de desarrollo.

Acerca del funcionamiento de los *OPAMP* a altas frecuencias

Según lo observado en las pruebas físicas del circuito duplexor, cuando se realizaron los cálculos para la simulación digital se obtuvieron valores de resistencias, con esos valores el funcionamiento del circuito fue el esperado, sin inconvenientes. Sin embargo, al realizar el montaje físico y probarlo con los componentes calculados para la simulación se observó que la respuesta al circuito no coincidía. En parte las discrepancias observadas tenían alta relación con los operacionales usados.

Al estudiar en detalle las características de operación del *OPAMP* LT1361CN8 se observó que la gráfica de “Salida máxima no distorsionada Vs Frecuencia” Figura 42 fue generada con una configuración circuital similar al montaje del circuito duplexor.

Mientras la resistencia de carga del *OPAMP* sea alta, el voltaje de saturación es bajo, por lo tanto se obtiene mayor distorsión de la señal de salida duplexor. Además, si por la salida del *OPAMP* no circula suficiente corriente, el voltaje de saturación disminuye, y si la amplitud de entrada es considerablemente alta, todas las componentes espectrales que estén por encima y debajo de los voltajes de saturación introducen distorsión armónica. Por esto es recomendable que los cálculos de valores de resistencia del circuito duplexor sean bajos para que circule una cantidad suficiente de corriente en la salida del *OPAMP* lo cual permite valores de voltaje elevados y se produzca poca distorsión.

Acerca de las frecuencias para la operación de los osciladores

Los osciladores fueron calculados con valores de frecuencias no exactos por dos razones prácticas. La primera es que generalmente se utilizan potenciómetros que regulan la amplitud y la oscilación. Se comprobó que adecuando físicamente la condición oscilación es la manera más efectiva de obtener la señal deseada, es decir, variando el potenciómetro hasta observar en el osciloscopio la señal con la frecuencia esperada. Los montajes físicos de los osciladores demostraron que los valores de componentes reales que determinan la oscilación de un circuito difieren en la mayoría de los casos de los valores teóricos.

La segunda razón tiene que ver con los componentes físicos que se tienen a disposición. Esto quiere decir, los valores de componentes circuitales que arroja una expresión teórica no siempre son valores reales existentes en el mercado, y menos aún los disponibles. El uso de componentes aproximados produce, por ejemplo, en los osciladores, frecuencias aproximadas. Sin embargo, para fines de diseño y pruebas iniciales de funcionamiento pueden emplearse perfectamente. En una etapa posterior, debe considerarse reformular las expresiones para nuevos valores de componentes que sean asequibles en el mercado y produzcan mejores resultados.

Los osciladores son circuitos altamente sensibles, cuanto más alta es la frecuencia mayores son las consideraciones a tomar en cuenta. El uso de componentes variables, como por ejemplo un potenciómetro, es práctico para la realización de cálculos o pruebas de diseño, sin embargo son de muy poca fiabilidad y su uso tiende a propiciar fallas circuitales. En este caso es recomendable utilizar elementos de menor variabilidad, tales como cristales, resonadores, componentes de precisión, entre otros.

Acerca del espaciamiento frecuencial de las portadoras de la modulación y demodulación FSK

Las frecuencias de las portadoras que modulan el mensaje deben estar considerablemente espaciadas en el espectro, de modo que al momento de diseñar los filtros pasa-banda del demodulador FSK, exista un factor de caída suave producto de un filtro de orden bajo, específicamente de segundo orden en el demodulador del diseño. La construcción física de estos filtros es menos compleja y de menor costo que la de filtros de orden superior. Al estar las

frecuencias suficientemente separadas, se evita el riesgo de obtener componentes de intermodulación, lo que produciría una recuperación errada del mensaje.

Acerca del funcionamiento del circuito duplexor

Para la simulación del circuito duplexor se utilizó el *OPAMP* LT1361CN8. El ancho de banda de este amplificador operacional es de 50MHz y como se puede observar en la figura 41 mostrada en la gráfica de “Ganancia Vs Frecuencia”, tiene un comportamiento constante de ganancia unitaria hasta 2 MHz (rango de operación), luego comienza a descender suavemente hasta 10MHz y a partir de esta frecuencia el descenso de ganancia es abrupto hasta 60MHz, donde la ganancia es de -8dB equivalente a 0.3981v.

Los *OPAMP* utilizados en el circuito diseñado tienen que ser capaces de operar a la máxima frecuencia de ADSL2+, 2.2MHz, con una ganancia de entre 10v y 20v sin introducir atenuaciones. Estos circuitos operacionales con rangos de trabajo mayores a 30MHz, no son comunes en el mercado local, lo que dificulta su obtención. Es por esto que las pruebas físicas de los diferentes módulos que conforman el sistema se realizaron a baja frecuencia, haciendo uso de los componentes disponibles en el mercado local.

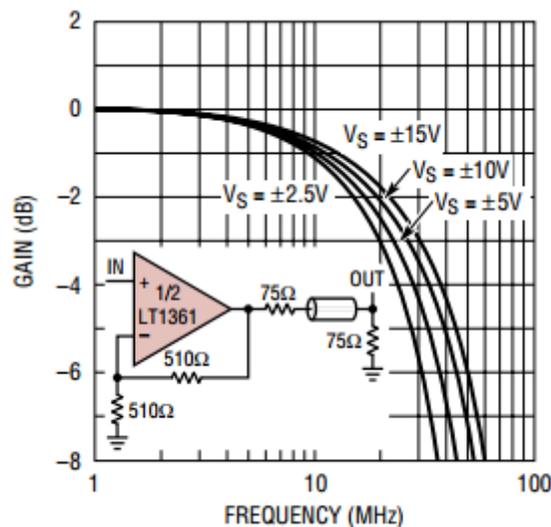


Figura 42 Gráfica de Ganancia Vs Frecuencia del *OPAMP* LT1361CN8

(Fuente: Datasheet *OPAMP* LT1361CN8)

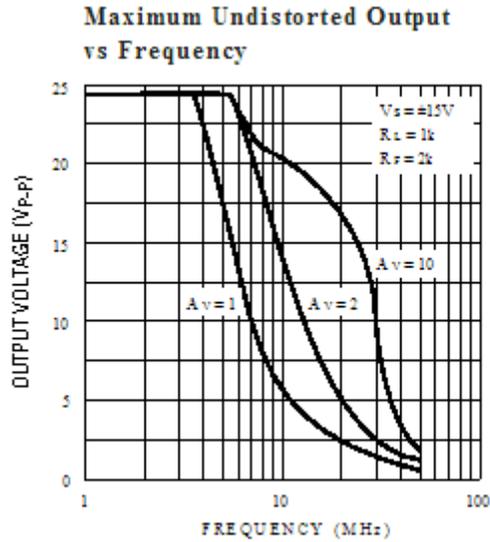


Figura 43“Salida máxima no distorsionada Vs Frecuencia” del *OPAMP* LT1361CN8

(Fuente: Datasheet *OPAMP* LT1361CN8)

Acerca del software de simulación circuital Multisim

El programa Multisim probó ser una excelente herramienta para el diseño y prueba de circuitos. Tiene un amplio catálogo de componentes y su interfaz gráfica de alto nivel facilita su uso. Sin embargo, las pruebas en montajes físicos según las previas simulaciones hechas demostraron un valor conclusivo mucho más valioso que el proporcionado en simulaciones digitales.

Cuando se trabaja con montajes circuitales reales a altas frecuencias, ocurren fenómenos asociados con las características específicas del circuito que no se simulan en este programa, y por lo tanto, producen que el circuito opere de forma distinta a como lo haría en la realidad.

Acerca de la Recurrencia de las pruebas del equipo en general

La futura aplicación del equipo pretende incluir un “rack de compensación” en el *DSLAM* de la central telefónica, el cual, según los criterio del prestador de servicios, compensará la transmisión en las líneas donde se considere haga falta. Entonces se tendrá un (1) “analizador/compensador central” por cada abonado que desee el servicio

Las pruebas a realizar sobre el canal se efectuarán una vez que se establezca la instalación completa del equipo, es decir, cuando en teoría el subscriptor instale el “Compensador de extremo de abonado” en sus predios. Sin embargo, este esquema permite que sea un único módulo de pruebas el que realice evaluación de varias líneas (una por vez), dado que es un proceso que no ocurrirá con mucha recurrencia.

VI.- CAPÍTULO: PROPUESTA PARA CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO

Junto con las conclusiones, el presente capítulo pretende servir como punto de partida para la siguiente etapa del diseño planteado, la etapa de construcción. En ese sentido, a continuación se manifiestan las consideraciones más relevantes a tener en cuenta para la continuación del trabajo, partiendo de las experiencias obtenidas, lecciones aprendidas, los conocimientos adquiridos y las consideraciones más importantes de diseño, lo cual establece las pautas para la construcción de un prototipo.

Acerca de la programación de los controladores.

Un punto importante a tener en cuenta en una futura implementación es el hecho de que el lenguaje “C” es un lenguaje ampliamente utilizado por la mayoría de los *software* de programación de micro-controladores existentes en el mercado. Programas como por ejemplo PIC-C, son compatibles con una enorme cantidad de controladores y presentan gran facilidad de uso, todo bajo el lenguaje C, lo que aumenta el nivel semántico, tan necesario en programaciones complejas como estas, y brinda mejores beneficios en el desarrollo de la electrónica microcontrolada.

Acerca del montaje de circuitos en protoboards

El montaje experimental o de prototipo en tarjetas de conexiones o *protoboards*, de circuitos a alta frecuencia es sencillamente no recomendable. A bajas frecuencias, la capacitancia parásita puede ser ignorada sin ningún problema, pero en circuitos de alta frecuencia puede llegar a ser un problema importante. En circuitos con amplificadores con rangos amplios de frecuencia, la capacitancia parásita entre la salida y la entrada puede actuar como un camino de realimentación, haciendo que el circuito oscile a medida que la frecuencia aumenta, ocasionando entonces oscilaciones parásitas. Otro fenómeno que ocurre es que las altas frecuencias resuenan en determinados componentes, usualmente las compuertas analógicas y circuitos integrados, creando campos electromagnéticos que si no se tiene el aislamiento adecuado, pueden introducir distorsión indeseada.

Circuitos de montajes complejos pueden volverse difíciles de manejar en *protoboards* dada la inestabilidad de los cables que unen los diferentes componentes e incluso, a otras tablas de conexión. Para montajes de este tipo es conveniente el uso de *PCB (Circuito impreso)*. Una vez consolidado, un circuito impreso puede adaptarse a un montaje en *protoboard*, si es necesario, además garantiza la estabilidad de conexiones entre los componentes del circuito, dando así una fiabilidad imposible en un *protoboard*.

Acerca de la escogencia del MCU

El MCU a utilizar para este diseño debe tener capacidad para conectar dos interfaces seriales RS232 a través de una interfaz UART. Adicionalmente, debe tener capacidad suficiente para trabajar sin interrupciones y debe operar con velocidad entre 4MHz y 20 MHz de frecuencia de oscilación. Se recomienda utilizar un microcontrolador de la marca Microchip, dada su baja complejidad.

Acerca de la escogencia de los DSP

El DSP debe tener un número elevado de instrucciones por segundo, específicamente un valor mayor o igual al equivalente en instrucciones por segundo de la convolución de la señal con el filtro *Pre-énfasis*.

Adicionalmente es necesario que el DSP contenga un bus SPI para realizar las conexiones con cada uno de los convertidores y un par de interfaces serial RS232 para comunicarse con el MCU y para la comunicación FSK.

Acerca de los convertidores.

Para adquirir un Conversor Analógico-Digital que cumpla los requerimientos necesarios para la construcción del hardware se debe hacer un balance entre los productos disponibles en el mercado. Para una fase prototipo, se recomienda adquirir un convertidor con tasa de muestreo de al menos 25Mmps para la banda de *Downstream* (equipo en el extremo "A"), la cual es muy superior a la frecuencia requerida por el criterio de Nyquist, si se toma como frecuencia de mensaje 2,2 Mhz. De utilizarse este convertidor se estarían obteniendo 11.3 muestras por ciclo, lo que asegura un muestreo en todo el rango de amplitudes, incluso en las frecuencias más elevadas, haciendo que se mantenga en las componentes fundamentales la información crítica de

amplitud y fase. En el caso de la banda de *upstream* (equipo en el extremo “B”), el requerimiento es mucho menor, ya que al no requerirse muestreo para efectuar mediciones en este extremo, sino solo para la digitalización de la señal de *upstream*, bastaría con muestrear a la tasa impuesta por Nyquist que es de 276kmps.

Para la salida de datos del conversor Analógico-Digital al DSP, se debe garantizar una interfaz abierta. Dependiendo de la tasa de muestreo se necesita una interfaz que maneje una determinada velocidad. Tanto para los casos de *upstream* como de *downstream*, se recomienda el uso del interfaces SPI (transmisión de datos por puerto serial a alta velocidad) para garantizar las tasas de transferencia requeridas.

Los mismos criterios deben ser aplicados para el conversor Digital-Analógico, que para recibir las señales proveniente del DSP se descarta el uso de un circuito R-2R y se recomienda que la entrada de datos sea, al igual que para los conversores Analógico-Digital, con interfaz SPI, dadas las elevadas tasas de bits requeridas.

Acerca de la frecuencia de operación de los OPAMP para equipos de alta frecuencia

Se recomienda utilizar circuitos operacionales que tengan un ancho de banda muy superior al requerido, ya que si se utiliza un *OPAMP* cuyo ancho de banda es estrictamente el necesario, se obtendrán valores muy bajos de ganancia para los rangos de frecuencia en que se desea trabajar, y al obtener valores atenuados de ganancia, el circuito operacional no funcionará de manera adecuada.

Elección de circuitos operacionales para el montaje a alta frecuencia

Para la construcción de cada uno de los módulos que conforman el sistema es indispensable el uso de amplificadores operacionales (*OPAMP*) que operen a alta frecuencia ya que el rango de trabajo comprende desde los 138KHz hasta 2.2MHz. Algunos de los *OPAMP* que trabajan a altas frecuencia y que se recomiendan para la implementación del prototipo son los siguientes:

30MHz	50Mhz
LT1630CN8	LT1360CS8
LT1630CS8	LT1361CS8
LT1631CS	LT1362CS
LT1995CDD	LT1497CS
LT1995CMS	LT1497CS8
LT1995IDD	LT1795CFE
LT1995IMS	LT1795CSW

Figura 44 Lista de *OPAMP* según su frecuencia de operación

Se eligieron conjuntos de *OPAMP* de 30MHz y 50MHz donde en sus gráficas de “Ganancia Vs Frecuencia” se comportan de manera estable en los rangos de frecuencia necesarios para el funcionamiento del sistema.

Es importante destacar que la resistencia de carga y la retroalimentación que se apliquen a los circuitos operacionales en cualquier configuración pueden modificar la respuesta en frecuencia del *OPAMP*, saturando y distorsionando la señal de salida, disminuyendo así las probabilidades de obtener resultados coherentes. Este comportamiento se detecta, por ejemplo, al comparar las diferentes gráficas de “salida máxima no distorsionada Vs Frecuencia”, figura 42 obtenidas de las hojas de especificaciones o *datasheet* de los *OPAMP*.

Acerca del software de cálculo numérico vectorial Matlab

Para la construcción e implementación del prototipo aquí diseñado, el programa Matlab provee una ventaja importantísima al momento de diseñar los programas que controlarán los micro-controladores y DSP's a usar. La herramienta de simulación paralela al diseño que tiene el programa de alto nivel, permite al programador verificar el correcto funcionamiento del programa que se está construyendo, con lo que es más factible la consolidación de algoritmos funcionales.

Se debe conocer que Matlab no cuenta con las características de introducción de código a compuertas digitales físicas, por lo que su uso se ve limitado sólo al diseño de los programas. Para finalizar el proceso de migración código-a-componente se debe utilizar otro programa de

bajo nivel para homologar el código diseñado y poder aplicarlo a un micro-controlador o DSP. Tal como se mencionó con anterioridad, las herramientas basada en lenguaje “C” representan una excelente opción.

VII.- CAPÍTULO: BIBLIOGRAFÍA

- [1 C. Perez, «Líneas de transmisión,» 2011. [En línea]. Available:
] http://personales.unican.es/perezvr/pdf/CH9ST_Web.pdf .
- [2 R. Inzirillo, «Capítulo IV Senalización,» 2008. [En línea]. Available:
] <http://www.um.edu.ar/catedras/index.php?category=16#categoryContent>.
- [3 V. K. Carmona I., Optimización del uso del par de cobre como medio de transmisión.,
] Caracas: U.C.A.B., 2008.
- [4 Laboratorio Metas, «Capacitancia Eléctrica,» 1995. [En línea]. Available:
] <http://www.metas.com.mx/guiamet/As-La-Guia-MetAs-03-10.pdf>.
- [5 Universidad de Carabobo, «Inductancia,» 2006. [En línea]. Available:
] <http://www.ing.uc.edu.ve/~viper/INDUCTANCIA.html>.
- [6 B. Mitchell, «Computer Networking, attenuation,» 2 sept 2013. [En línea]. Available:
] <http://compnetworking.about.com/od/networkdesign/g/what-is-attenuation.htm>.
- [7 A. A. Riera J.B., Teleinformática y redes de computadores., España: Mundo electrónico.,
] 2000.
- [8 E. Téllez, «Distorsión Armónica,» [En línea]. Available:
] <http://www.waterymex.org/contenidos/rtecnicos/Optimizando%20la%20Operacion%20y%20el%20Mantenimiento/Distorsion%20Armonica.pdf>.
- [9 M. Ibarra, «Sistemas de comunicaciones: Distorsión,» 2011. [En línea]. Available:
] http://maixx.files.wordpress.com/2011/03/sce_cap04_02.pdf.
- [1 Medios Tx, «Diafonía,» 1 sept 2013. [En línea]. Available: [http://medios-0\] tx.wikispaces.com/Diafonia](http://medios-0] tx.wikispaces.com/Diafonia).
- [1 C. González, «Filtros Digitales,» 2010. [En línea]. Available:
1] http://carina.fcaglp.unlp.edu.ar/senales/archivos/notas_de_Danilo-new_version.pdf.
- [1 F. D. Robert Coughlin, Amplificadores Operacionales y circuitos integrados lineales, México:
2] Prentice Hall, quinta edición, 1993.
- [1 J. Ramos, «Amplificadores Operacionales,» 2009. [En línea]. Available:

- 3] http://www.oocities.org/iel_115/archivos/capitulo1.pdf.
- [1 Electrónica Unicrom, «Oscilador Puente de Wien,» [En línea]. Available:
4] http://www.unicrom.com/Tut_oscilador_puente_wein.asp. [Último acceso: julio 2013].
- [1 T. V. Roon, «Transistors: Oscillators,» 2006. [En línea]. Available:
5] <http://www.sentex.ca/~mec1995/tutorial/xtor/xor7/xor7.html>.
- [1 Georgia State University, «Schmitt Trigger,» [En línea]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electronic/schmitt.html>. [Último acceso: julio 2013].
6]
- [1 H. P. Enrique., Comunicaciones II: comunicación digital y ruido, México D.F.: Editorial
7] Limusa, 2004.
- [1 D. A. J. A y M. Freddy, Modulador y demodulador FSK., Colombia: Universidad de
8] Cundinamarca, 2011.
- [1 WebAcademia, «WebAcademia,» 2013. [En línea]. Available:
9] http://centrodeartigos.com/articulos-utiles/article_109859.html.
- [2 M. España, Servicios avanzados de telecomunicaciones., España: Editorial Díaz de Santos,
0] 2003.
- [2 M. M. Lázaro J., Fundamentos de telemática, España: Universidad Politécnica de Valencia,
1] 2005.
- [2 Wikitel, «Tecnología XDSL,» [En línea]. Available: <http://wikitel.info/wiki/XDSL>. [Último
2] acceso: 13 9 2013].
- [2 Wikitel, «Par de Cobre,» [En línea]. Available: http://wikitel.info/wiki/Par_de_cobre. [Último
3] acceso: 12 9 2012].
- [2 D. Vazart, «Red telefónica pública conmutada.,» 2010. [En línea]. Available:
4] http://www.vazart.net/presentaciones/red_telefonica_conmutada.pdf. [Último acceso: 26 11
2012].
- [2 D. Llanos, Fundamentos de informática y programación en C, España: Editorial Paraninfo,
5] 2010.
- [2 J. Martin, Instalaciones de telecomunicaciones técnicas básicas electricidad y electrónica.,
6] España: Editorial Editex, 2002.
- [2 E. Herrera, Introducción a las telecomunicaciones modernas., México D.F.: Editorial Limusa,

7] 2004.

[2 E. Herrera, Tecnología y redes de transmisión de datos., México: Editorial Limusa, 2003.

8]

[2 R. Gómez, «Cableado Estructurado,» [En línea]. Available:

9] <http://ldc.usb.ve/~rgonzalez/Cursos/ci5832/CableadoEstructurado.pdf>. [Último acceso: 1 sept 2013].

[3 www.epanorama.net, «Telecommunication and Data Communication Wiring Page,» 2 sept

0] 2013. [En línea]. Available: http://www.epanorama.net/links/wire_telecom.html.

[3 Cisco, «CCNA: Network Media Types,» 3 mar 2003. [En línea]. Available:

1] <http://www.ciscopress.com/articles/article.asp?p=31276>.

[3 Dell Corp, «Interferencias electromagnéticas,» 24 mar 2012. [En línea]. Available:

2] http://www.dell.com/downloads/global/corporate/environ/comply/emc_dellemc_eu_ce_spanish.pdf.

[3 P. V. S. B. A. S. P. B. C. Boria V, Líneas de Transmisión, Volumen 1, Valencia: Universidad

3] Politécnica de Valencia, 2002.

VIII.- CAPÍTULO: ANEXOS Y APÉNDICES

VIII.1.- Apéndice: Diseño de Señal de prueba

Código para la simulación digital de la señal de prueba escogida. Programado en Matlab.

(Fuente propia)

```
***FUNCIÓN TREN DE PULSOS***
T=10;
D1=8;
N=10;
frec=600;

% x= linspace(0, T*N, 10000);
d= [0:T:T*N];
% z= pulstran(x,d,'rectpuls',D1);
z = 10 + 10 * square(2*pi*frec*x,5);
figure(3);
plot(x, z, 'linewidth',2);
AXIS([0 0.05 0 21]);
% ylim ([-1 2])
grid on

*** FFT DEL TREN DE PULSO***
Z= fft(z);
Z = Z / (length(Z)/2);
Z(1) = Z(1)/2;
Z=fftshift(Z);
Z_mag= abs(Z);
figure (4);
plot(f,Z_mag);
AXIS ([140000 3000000 0 1])
grid on
```

Gráficas obtenidas del código para la simulación de señal de prueba

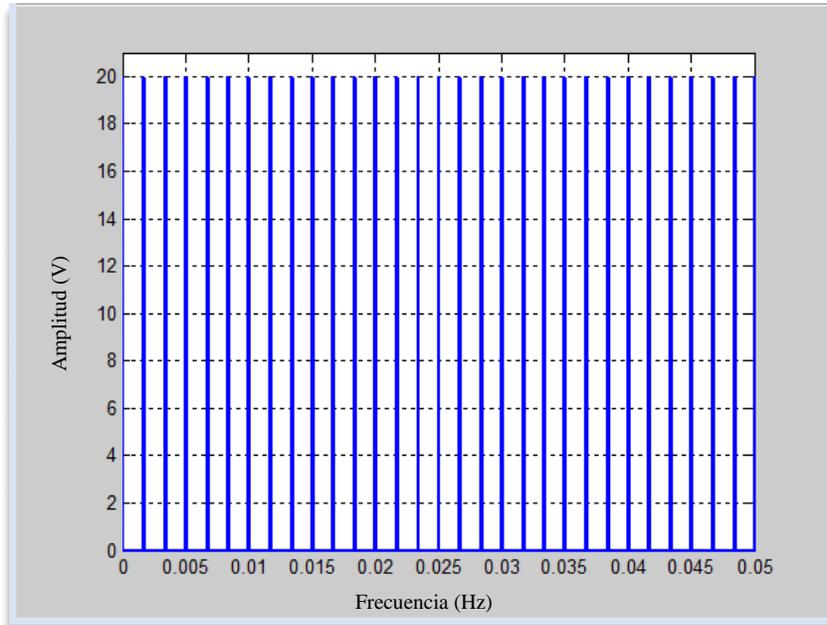


Ilustración 1.- Señal Tren de Pulso

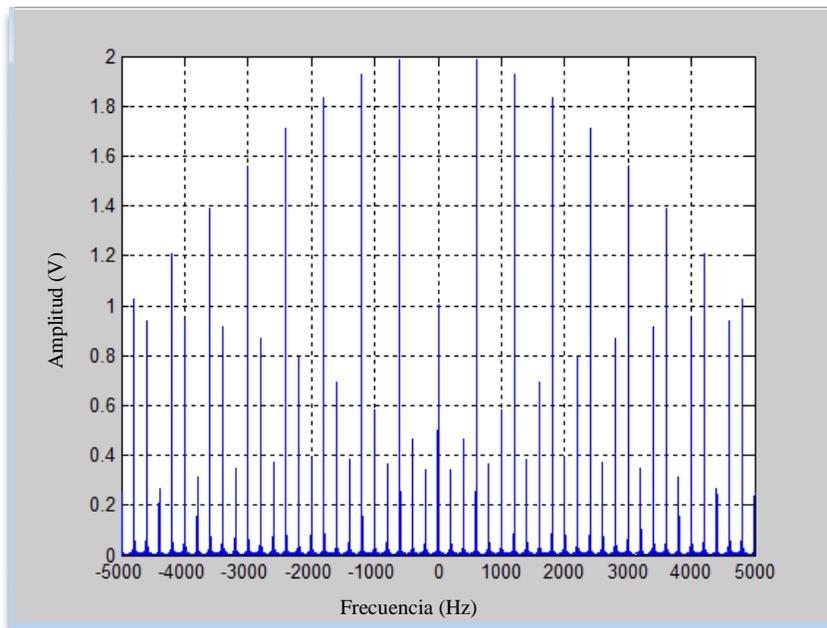


Ilustración 2.- FFT de la función tren de pulso

VIII.1.1.1.- Resultado físico de señal de prueba

Imagen de la señal de prueba resultante según el montaje físico planteado:

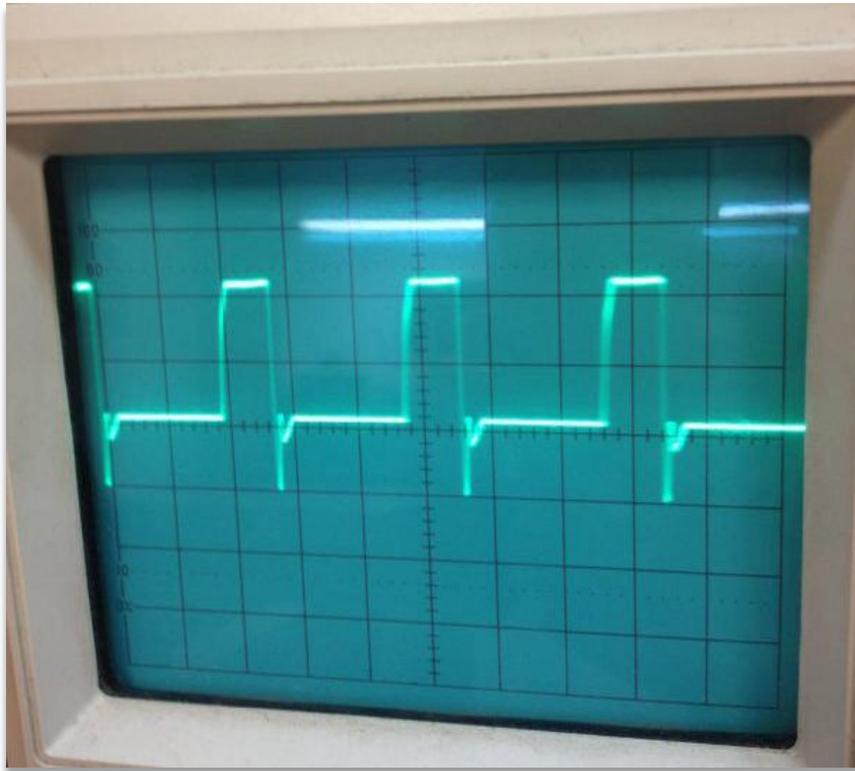


Ilustración 3 Simulación de la señal de prueba

VIII.2.- Apéndice: Diseño del programa que realiza el procesamiento digital

VIII.2.1.1.- Código para la obtención del filtro pre-énfasis de según las características del canal. Programado en Matlab.

```

%=====
% Procesamiento digital para la compensación de señales sobre líneas de
% cobre. Simulación de código en 1ra etapa. Trabajo Especial de Grado
% Andrés Caldera, Luissana Berroterán. U.C.A.B. Caracas.
%=====

clc;
clear all;
close all;

%MATRICES Y VECTORES PARA LA SIMULACIÓN:
%=====
%Periodo de muestreo:
Fs = 1000000;

%Vector de Tiempo:
t = linspace(0,2,Fs);
t(1)=0;

% Señal Cuadrada de Prueba:
onda_cuadrada = 20 * (0.5 * (1 + square(2*pi*600*t,20)));

%SIMULACIÓN DE LOS EFECTOS DE ATENUACIÓN Y DISTORSIÓN QUE PRODUCE EL CANAL:
%=====
%Creación del Filtro que Simula el Canal:
fc = 8000;%.....Frecuencia de Corte
Wn = 2*fc/(Fs/2);
N = 8;%.....Orden del Filtro
[B,A] = butter(N,Wn,'low');

%Filtrado de la Señal de prueba (en tiempo):
onda_filtrada = filter(B,A,onda_cuadrada);

%Transformada de Fourier de las Señales Transmitida y Recibida:
FFT_onda_cuadrada = (get_FFT(onda_cuadrada)); %Obteniendo el espectro de
amplitudes de la señal
FFT_onda_cuadrada = fftshift(FFT_onda_cuadrada); %Espectro bilateral con
f=0 en medio del vector

FFT_onda_filtrada = (get_FFT(onda_filtrada)); %Obteniendo el espectro de
amplitudes de la señal
FFT_onda_filtrada = fftshift(FFT_onda_filtrada); %Espectro bilateral con
f=0 en medio del vector

%Vector de Frecuencia:
f_vector = freq_vector(FFT_onda_cuadrada, Fs/2); %Espectro bilateral con f=0
en medio del vector
    
```

```

%Obteniendo la Función de Transferencia H(f) del Canal:
Vector_ceros = ones(1,length(t));
Vector_ceros = 1e-10 * Vector_ceros;
FFT_onda_cuadrada = FFT_onda_cuadrada + Vector_ceros;
H = sqrt(FFT_onda_filtrada ./ FFT_onda_cuadrada);

%CÁLCULOS PARA LA OBTENCIÓN DEL FILTRO DE COMPENSACIÓN DE LOS EFECTOS DEL
CANAL:
%=====
%Creación del Filtro Ideal Realizable:
fc2 = 138000;%.....Frecuencia de Corte
Wn2 = 2*fc2/(Fs/2);
N2 = 12;%.....Orden del Filtro
[D,C] = butter(N2,Wn2,'low');

%Obtención de la Respuesta al Impulso Unitario:
impulso = [1,zeros(1,length(t)-1)];
filtro_ideal = filter(D,C,impulso);

%Transformada de Fourier del Filtro Ideal Realizable:

FFT_filtro_ideal = (get_FFT(filtro_ideal)); %Obteniendo el equivalente en
frecuencia del filtro ideal
FFT_filtro_ideal = fftshift(FFT_filtro_ideal); %Espectro bilateral con f=0
en medio del vector
FFT_filtro_ideal = FFT_filtro_ideal / max(FFT_filtro_ideal); %Normalización
del filtro

%Generando del filtro de compensación:
H = H + Vector_ceros;
FFT_filtro_comp = FFT_filtro_ideal ./ H;
filtro_comp = ifftshift(FFT_filtro_comp);

Y = get_FFT(filtro_comp);
Y = fftshift(filtro_comp);

%GENERACION DE GRÁFICAS:
%=====
figure;
plot(t, onda_cuadrada);
title('Señal de Prueba'),
xlabel('Tiempo (seg)'),
ylabel('Amplitud (V)'),
figure;
plot(f_vector,abs(FFT_onda_cuadrada), 'b');
title('Espectro de Amplitudes de la Señal de Prueba'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
ylabel('Amplitud (V)'),
figure;
plot(t, onda_filtrada);
title('Señal Filtrada (efecto del canal visto en tiempo)'),
xlabel('Tiempo (seg)'),
ylabel('Amplitud (V)'),
figure;

```

```

plot(f_vector,abs(FFT_onda_filtrada), 'b');
title('Espectro de Amplitudes de la Señal Filtrada (efecto del canal visto en
frecuencia)'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
ylabel('Amplitud (V)'),
figure;
plot(f_vector,abs(H), 'b');
title('Espectro de Amplitudes de la Función de Transferencia H(f) del
Canal'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
figure;
plot(f_vector,angle(H), 'r');
title('Espectro de Fases de la Función de Transferencia H(f) del Canal'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
figure;
plot(t,(filtro_ideal),'b');
title('Respuesta al Impulso del Filtro Ideal Realizable'),
xlabel('Tiempo (seg)'),
figure;
plot(f_vector,abs(FFT_filtro_ideal),'r');
title('Espectro de Amplitudes del Filtro Ideal Realizable'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
figure;
plot(f_vector,angle(FFT_filtro_ideal),'r');
title('Espectro de Fases del Filtro Ideal Realizable'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
figure;
plot(f_vector,abs(FFT_filtro_comp),'b');
title('Espectro de Amplitudes de Filtro de Compensación'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
figure;
plot(f_vector,angle(FFT_filtro_comp),'r');
title('Espectro de Fases de Filtro de Compensación'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),
figure;
plot(t,filtro_comp,'r');
title('Respuesta al Impulso del Filtro de Compensación'),
xlabel('Tiempo (seg)'),
figure;
plot(f_vector,abs(Y),'r');
title('Espectro de Amplitudes del Filtro de Compensación (comprobación)'),
xlabel('Frecuencia (Hz)'),

```

VIII.2.1.2.- Gráficas complementarias al código para la obtención del filtro *pre-énfasis*

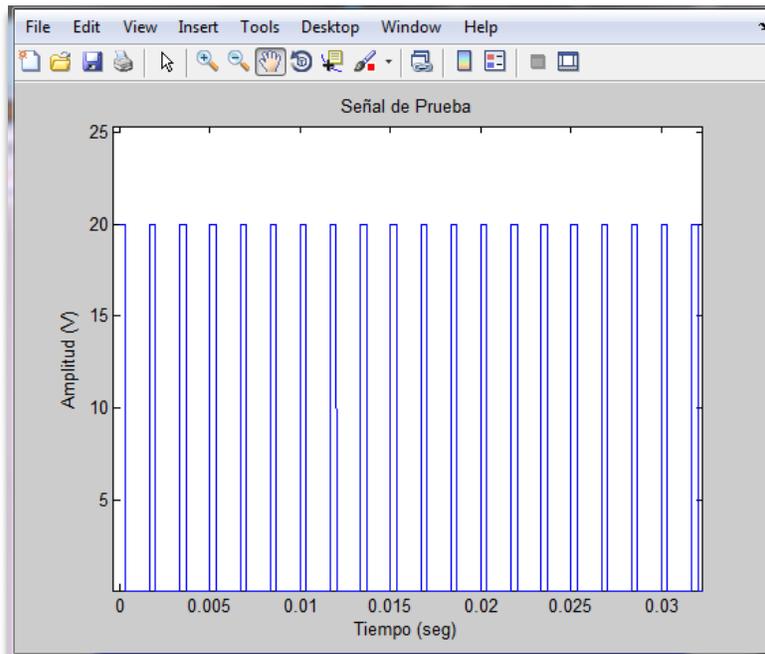


Ilustración 4 señal de prueba

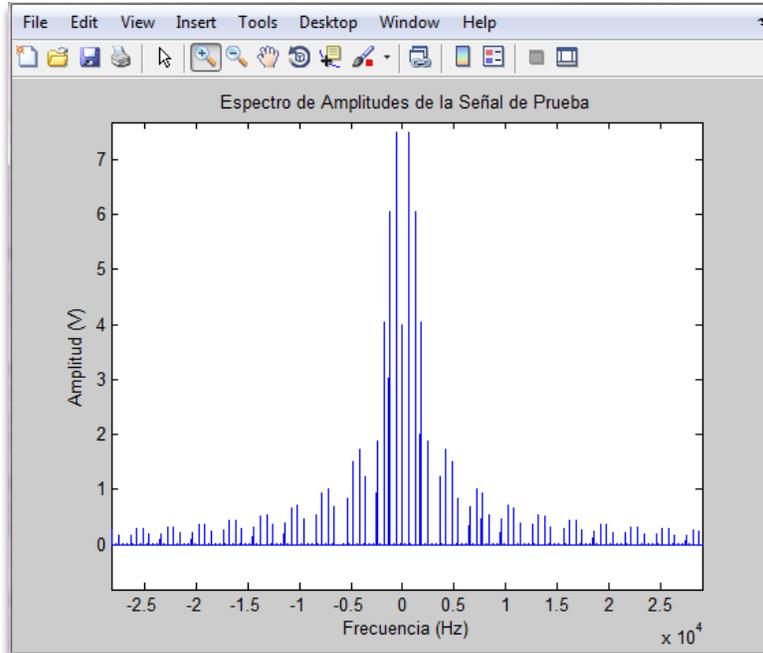


Ilustración 5 Espectro de amplitudes de Señal de prueba

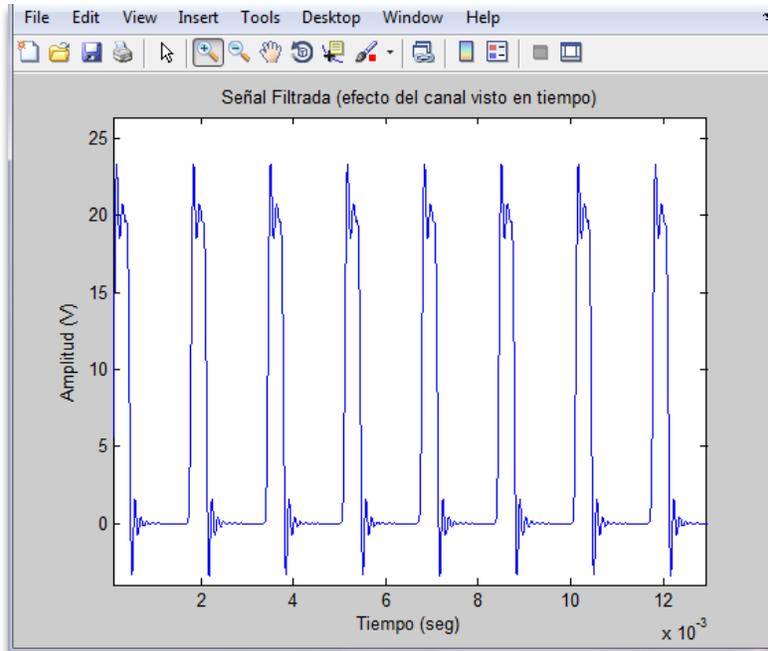


Ilustración 6 Señal filtrada con los efectos del canal

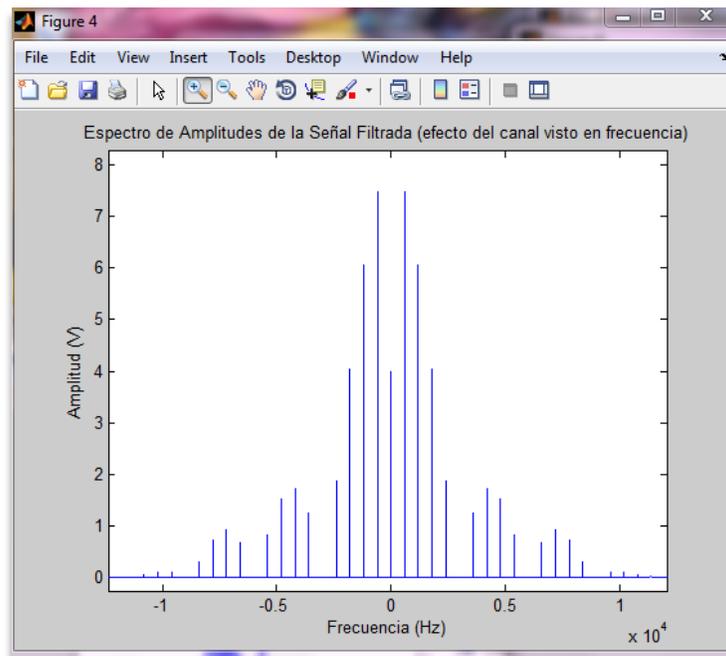


Ilustración 7 Espectro de amplitudes de la señal de entrada después del canal

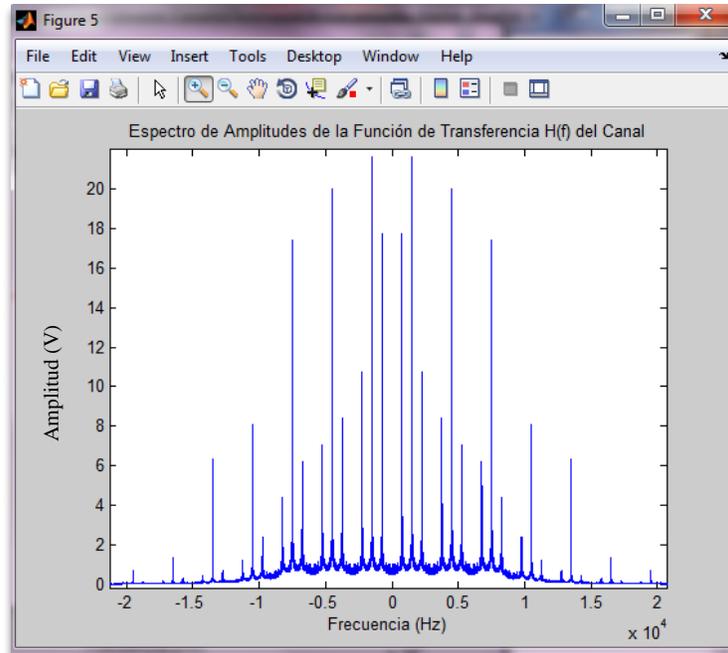


Ilustración 8 Espectro de amplitudes de la función de transferencia H(f)

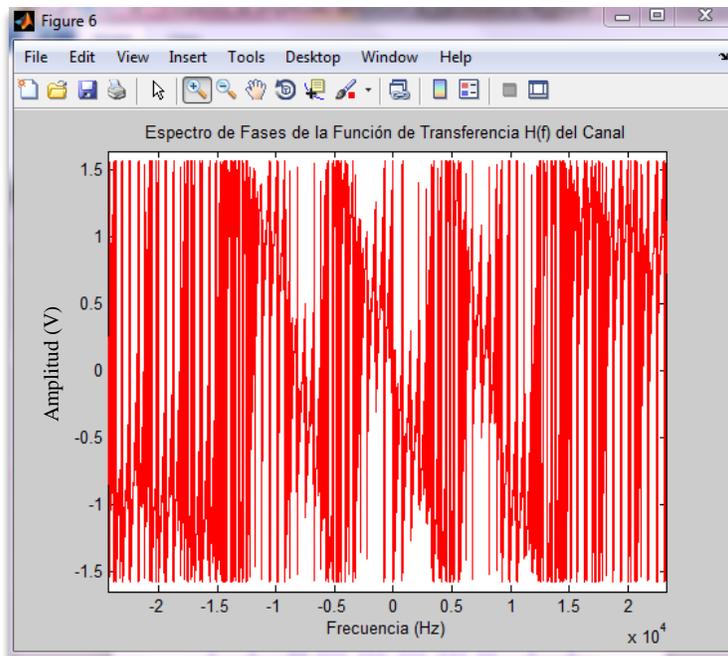


Ilustración 9 Espectro de fases de la función de transferencia H(f) del canal

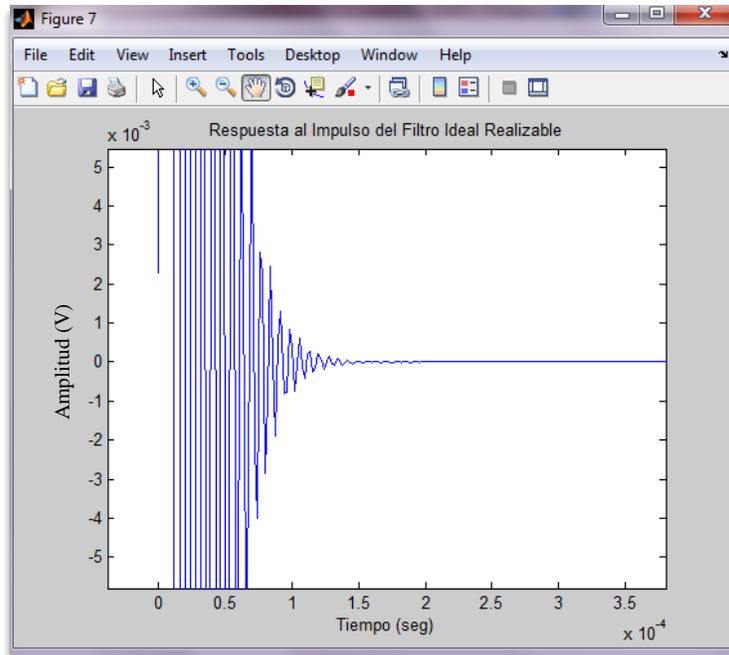


Ilustración 10 Respuesta al impulso del filtro ideal

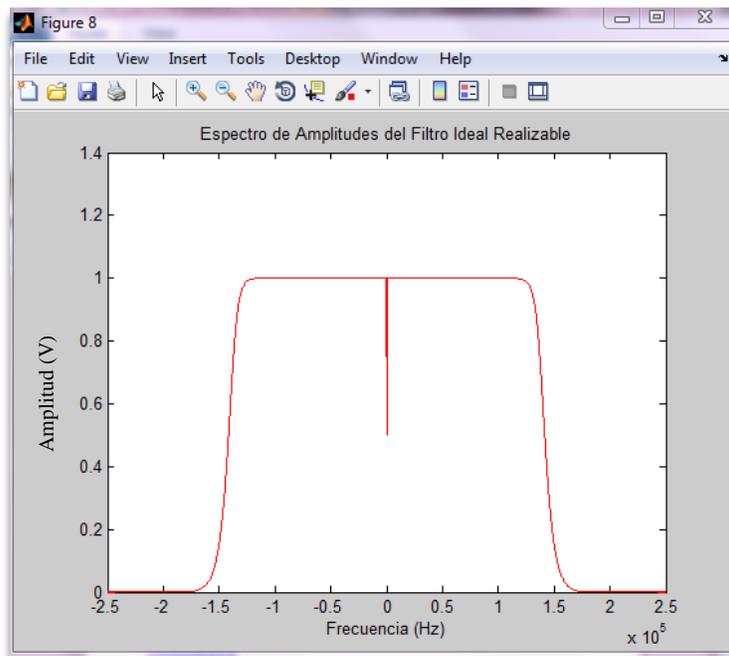


Ilustración 11 Espectro de amplitudes del filtro ideal

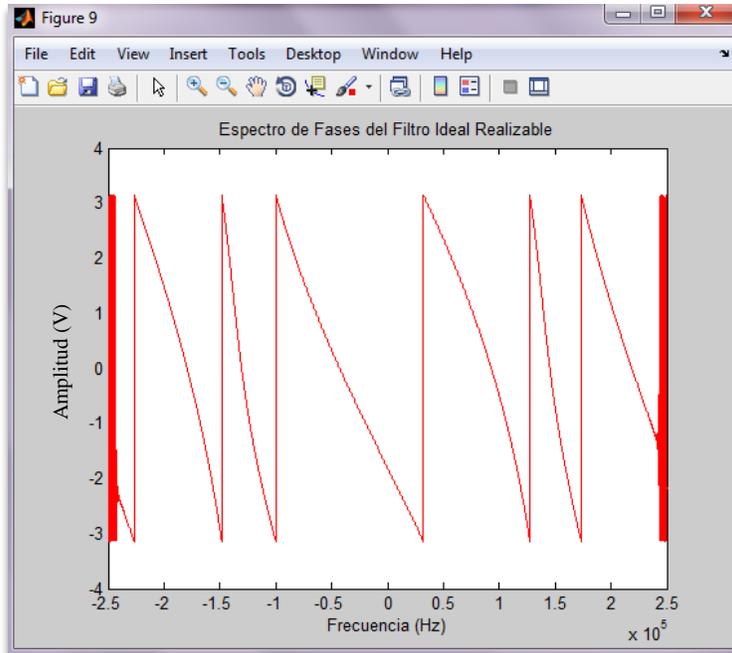


Ilustración 12 Espectro de fases del filtro ideal

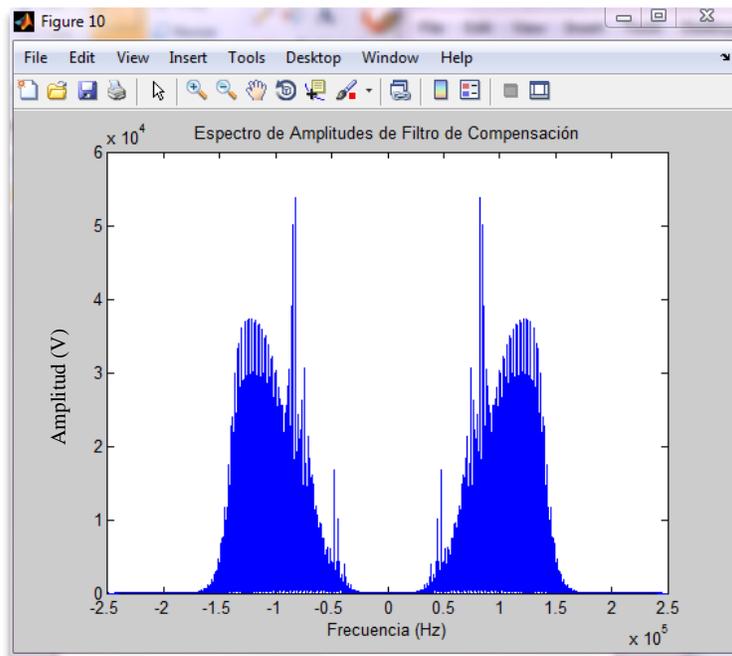


Ilustración 13 Espectro de amplitudes del filtro de compensación

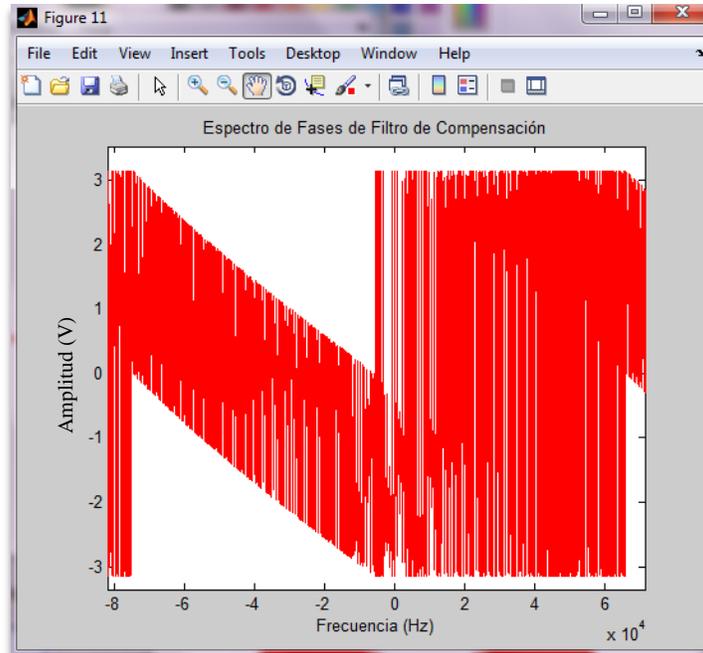


Ilustración 14 Espectro de fases del filtro de compensación

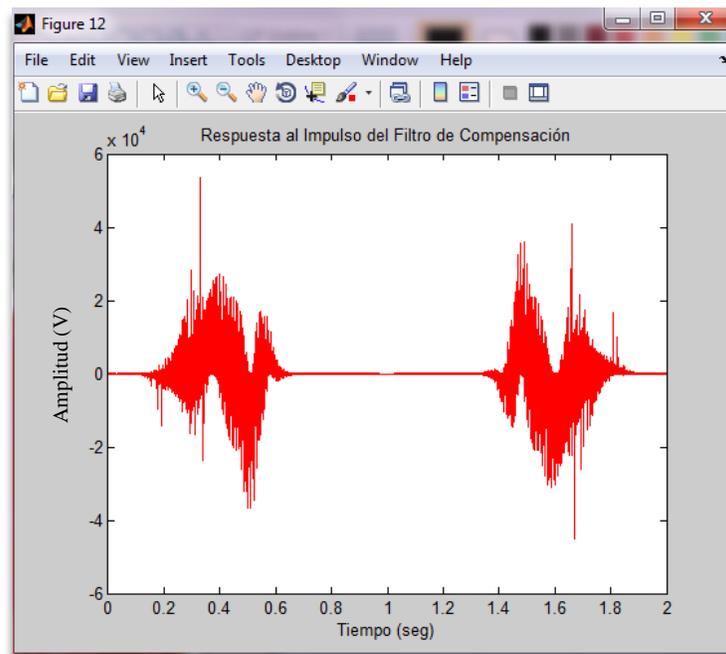


Ilustración 15 Respuesta al impulso del filtro de compensación

VIII.3.- Apéndice VIII.3 Resultados de montaje físico del circuito duplexor

VIII.3.1.1.- Resultados del montaje físico y pruebas del circuito duplexor

Se realizó el montaje del circuito duplexor para comprobar su funcionamiento a baja frecuencia, para esto se realizaron ajustes en los valores de las resistencias ya que es indispensable la circulación de cantidades considerables de corriente para el óptimo funcionamiento de los OPAMP. La tabla con los valores de ajuste se muestra en el Apéndice VIII.4.1.1. Ilustración 25

Prueba 1

Para llevar a cabo esta prueba la señal STx que será enviada sobre la línea es una señal sinusoidal de 600KHz con amplitud de 5vp como la que se muestra en la ilustración 16, esta señal atraviesa el circuito de desacople, este genera un poco de distorsión como se puede observar en la ilustración 17 esta distorsión es poco significativa ya que se mantiene la amplitud y la fase original de la señal. Finalmente en el la ilustración 18, se muestra la señal que se transmitiría sobre la línea, esta señal aumenta la amplitud a 7Vp y mantiene la frecuencia de 600KHz de la señal STx transmitida por el puerto *In*.

Resultados de las pruebas físicas de duplexor, prueba 1:

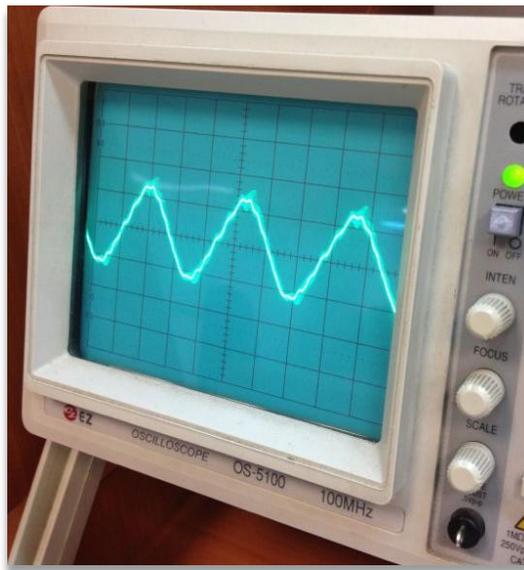


Ilustración 16 Señal de entrada para prueba 1 con frecuencia de 600KHz y amplitud de 5vp

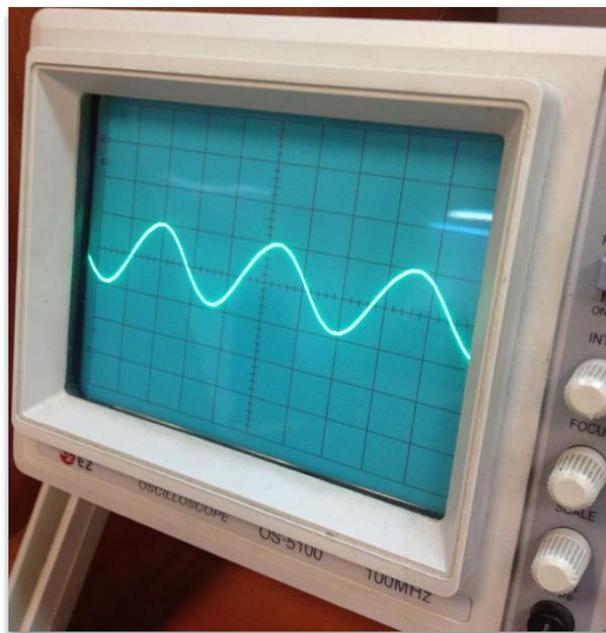


Ilustración 17 Señal después del seguidor en prueba 1

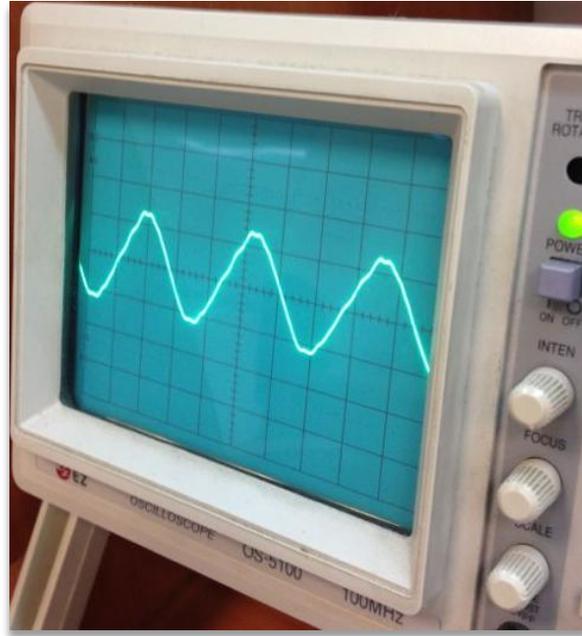


Ilustración 18 Señal SL que sale a línea de transmisión acoplada

Prueba 2

La señal SL que ingresa por el puerto *In/Out* se muestra en la ilustración 19 donde la señal de frecuencia de 600KHz y amplitud de 5vp ingresa al duplexor por el puerto in/out. Al igual que la señal utilizada para realizar la prueba 1. Esta señal atraviesa el circuito duplexor hasta llegar al puerto *Out*, la señal resultante es mostrada en la ilustración 20, se observa que la señal de salida STx es un poco triangular, al disminuir la amplitud de la señal de entrada a 3Vp la señal en la salida vuelve a su forma de onda sinusoidal como se muestra la ilustración 21.

Resultados de las pruebas físicas de duplexor, prueba 2

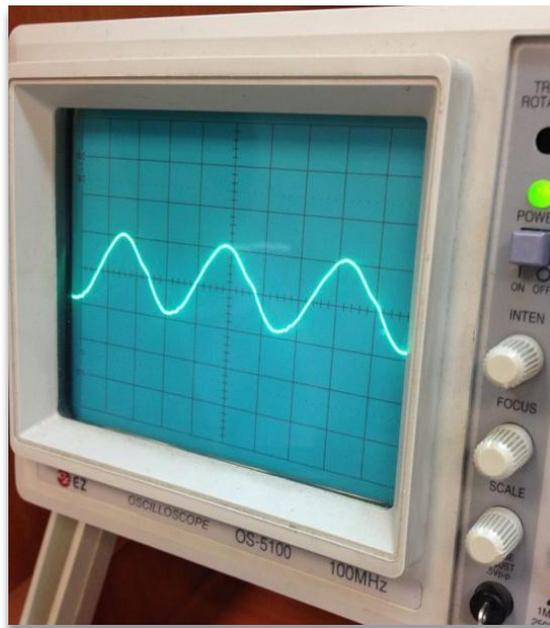


Ilustración 19 Señal SL que ingresa al duplexor por el puerto In/Out

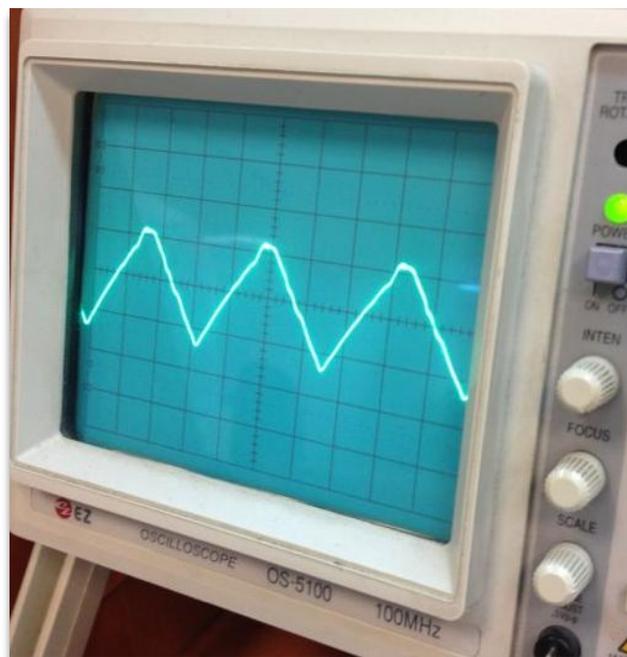


Ilustración 20. Señal de salida por el puerto *Out* con la señal de entrada a 5vp

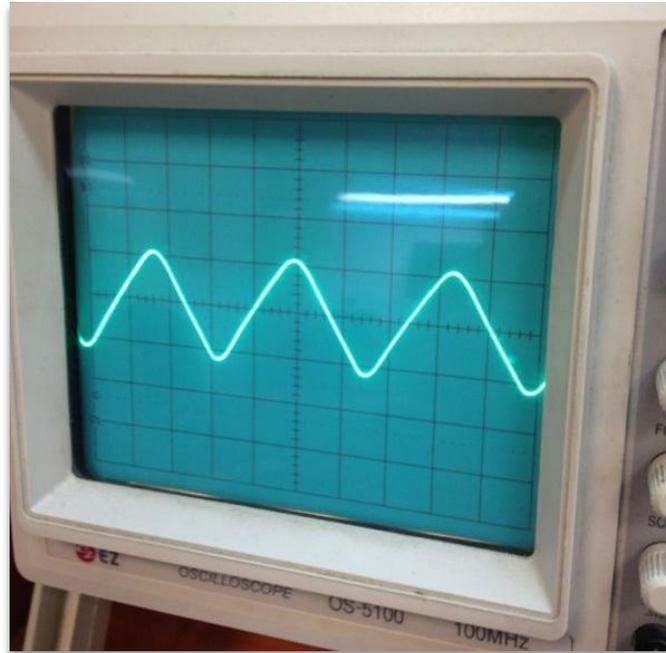


Ilustración 21 Señal de salida por el puerto *Out* del duplexor con entrada a 3Vp.

Prueba 3

En la ilustración 22 se muestra la señal de 600KHz que alimenta al circuito por el puerto *In* y la señal de 2MHz que alimenta al duplexor por el puerto *In/Out* se muestra en dos canales del mismo osciloscopio para que se pueda apreciar claramente la diferencia de frecuencia. La señal resultante que sale por el puerto *Out* es la señal de superposición de estas señales y se puede observar en la ilustración 23

Resultados de las pruebas físicas de duplexor, prueba 3

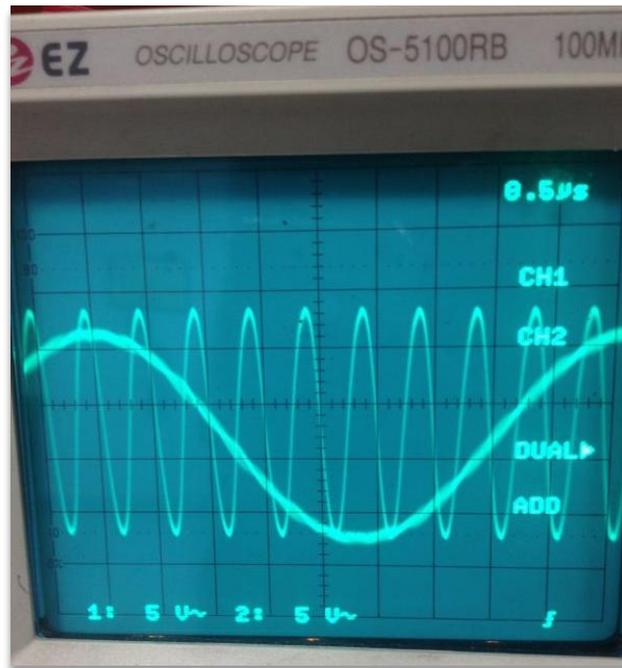


Ilustración 22 Señal de 600KHz que alimenta al por puerto *In* y señal de 2MHz que ingresa por puerto *In/Out*,

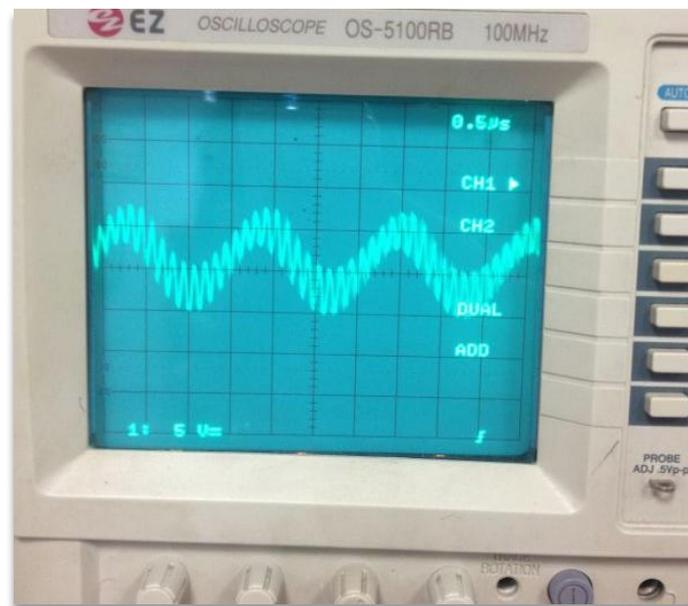


Ilustración 23 Superposición de la señal de salida del circuito duplexor en la prueba 3

VIII.4.- Apéndice VIII.4 Deducción teórica de valores para circuito duplexor

VIII.4.1.1.- Diseño completo de circuito Duplexor.

En la próxima figura se muestra un dibujo del duplexor con valores de corrientes y voltajes asignados para realizar la deducción de los valores adecuados del circuito.

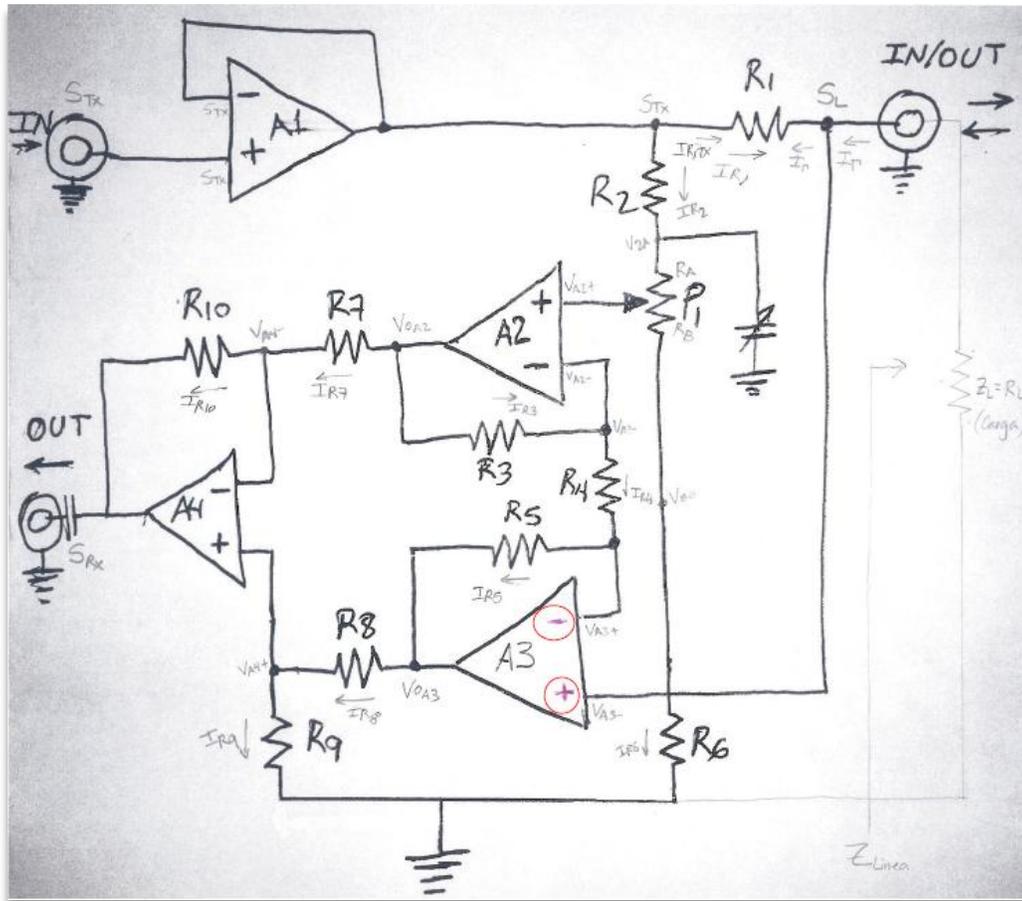


Ilustración 24 Dibujo del circuito duplexor con corrientes y voltajes

Fórmulas descriptivas del circuito Duplexor

$$S_{Tx} - S_L = I_{R1} * R_1$$

$$S_{Tx} - V_{2A} = I_{R2} * R_2$$

$$V_{B6} = V_{2A} - V_{P1}$$

$$V_{R6} = V_{B6} = V_{2A} - V_{P1} = I_{R2} * R_6$$

$$V_{A2+} = I_{R2} * R_6 + R_B$$

$$V_{0A2} = V_{A2-} + I_{R3} * R_3$$

$$V_{A4-} = V_{0A2} - I_{R7} * R_7$$

$$I_{R3} = I_{R4} = I_{R5}$$

$$I_{R8} = I_{R9}$$

$$I_{R7} = I_{R10}$$

$$S_{RX} = V_{A4-} - I_{R10} * R_{10}$$

$$V_{A4+} = I_{R9} * R_9$$

$$V_{A4+} - V_{R8} = I_{R8} * R_8$$

Sustituyendo se continúa:

$$S_{RX} = V_{0A2} - I_{R7} * R_7 - I_{R10} * R_{10}$$

$$S_{RX} = V_{0A2} - I_{R7} * R_7 + R_{10}$$

$$S_{RX} = V_{A2-} + I_{R3} * R_3 - I_{R7} * R_7 + R_{10}$$

$$I_{R2} = \frac{S_{TX}}{R_2 + R_A + R_B + R_6} + \frac{S\Gamma}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{Linea}} \quad 1$$

$$S_{RX} = V_{A4-} - I_{R7} * R_{10}$$

$$I_{R7} = \frac{V_{A4-}^* - S_{RX}}{R_{10}}$$

$$V_{A4-}^* = V_{A4+} = I_{R9} * R_9$$

$$I_{R9} = I_{R8} = \frac{V_{0A3}^{***}}{R_8 + R_9}$$

$$V_{0A3} = V_{A3-} - I_{R5} * R_5$$

$$V_{0A3}^{***} = S_L - I_{R3} * R_5$$

$$S_L + I_{R3} * R_4 = \frac{S_{TX} * R_6 + R_B}{R_6 + R_A + R_B + R_2}$$

$$\begin{aligned}
 I_{R3} &= \frac{1}{R_4} * \frac{R_6 + R_B}{R_6 + R_A + R_B + R_2} * S_{Tx} - \frac{1}{R_4} * S_L \quad 2 \\
 V_{0A3} &= S_L - \frac{R_5}{R_4} * \frac{R_6 + R_B}{R_6 + R_A + R_B + R_2} * S_{Tx} \\
 I_{R8} &= \frac{R_4 + R_5}{R_4 + R_8 + R_9} * \frac{S_L}{R_4} - \frac{R_5 * R_6 + R_B}{R_4 * R_6 + R_A + R_B + R_2 * R_8 + R_9} * S_{Tx} \\
 I_{R7} &= \frac{R_9 * I_{R8}}{R_{10}} - \frac{S_{Rx}}{R_{10}} \\
 I_{R7} &= \frac{R_9 * R_4 + R_5 * S_L}{R_{10} * R_4 * R_8 + R_9} - \frac{R_5 * R_9 * R_6 + R_B}{R_4 * R_{10} * R_6 + R_A + R_B + R_2 * R_8 + R_9} * S_{Tx} - \frac{1}{R_{10}} * S_{Rx} \quad 3 \\
 S_{Rx} &= \frac{R_6 + R_B}{R_6 + R_A + R_B + R_2} * S_{Tx} + \frac{\Gamma * R_6 + R_B}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}} - \frac{R_3}{R_4} * S_L - \frac{R_9 * R_4 + R_5 * S_L}{R_{10} * R_4 * R_8 + R_9} + \frac{R_5 * R_9 * R_6 + R_B * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_6 + R_A + R_B + R_2 * R_8 + R_9} * S_{Tx} + \frac{R_{10} + R_7}{R_{10}} * S_{Rx} \\
 - \frac{S_{Rx} * R_7}{R_{10}} &= \frac{R_6 + R_B}{R_6 + R_A + R_B + R_2} * 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_5 * R_9 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} * S_{Tx} - \frac{R_9 * R_4 + R_5 * R_{10} + R_7}{R_{10} * R_4 * R_8 + R_9} + \frac{R_3}{R_4} * S_L + \frac{\Gamma * R_6 + R_B}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}}
 \end{aligned}$$

Ahora,

$$\begin{aligned}
 S_L &= S_{LSx} + S_{LSr} = \frac{Z_{linea}}{R_1 + Z_{linea}} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}} \cdot S_r \\
 - \frac{R_7}{R_{10}} S_x &= \frac{R_6 + R_B}{R_2 + R_A + R_B + R_6} \cdot 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_5 * R_9 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} S_{Tx} - \frac{R_9 * R_4 + R_5 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} + \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{Z_{linea}}{R_1 + Z_{linea}} S_{Tx} + \frac{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}} \cdot S_r + \frac{R_6 + R_B}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}} \cdot S_r \\
 - \frac{R_7}{R_{10}} S_x &= \frac{R_6 + R_B}{R_2 + R_A + R_B + R_6} \cdot 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_5 * R_9 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} - \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_9 * R_4 + R_5 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} \cdot \frac{Z_{linea}}{R_1 + Z_{linea}} S_{Tx} + \frac{R_6 + R_B}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}} \cdot S_r + \frac{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}} \cdot S_r
 \end{aligned}$$

De modo que se obtiene la expresión final de los valores circuitales del duplexor;

$$S_{Rx} = \frac{R_{10}}{R_7} \frac{- R_6 + R_B + \frac{R_9 * R_4 + R_5 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} + \frac{R_3}{R_4} R_1 + R_2 + R_3 + R_A + R_B + R_6}{R_1 + R_2 + R_A + R_B + R_6 + Z_{linea}} S_r \quad \text{y si solo se cumple: } \frac{R_6 + R_B}{R_2 + R_A + R_B + R_6} \cdot 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_5 * R_9 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} = \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_9 * R_4 + R_5 * R_{10} + R_7}{R_4 * R_{10} * R_8 + R_9} \cdot \frac{Z_{linea}}{R_1 + Z_{linea}}$$

De la última fórmula resultante del análisis circuital realizado, la fórmula es introducida en el programa Excel para obtener automáticamente los valores de los componentes necesarios.

R1	100				
R2	100			Término A	Término B
R3	100000			2.727272727	2.727272727
R4	200000				
R5	200000			Término C	
R6	20000			1.367588933	
R7	150000				
R8	100000				
R9	100000				
R10	100000			Coef. Reflex	0.818181818
Ra	100				
Rb	4000				
Zlinea	1000			Coef. de STx en A2	Coef. de Sr en A2
				Coef. de STx en A3	Coef. de Sr en A3

Ilustración 25 Valores de componentes para el circuito Duplexor

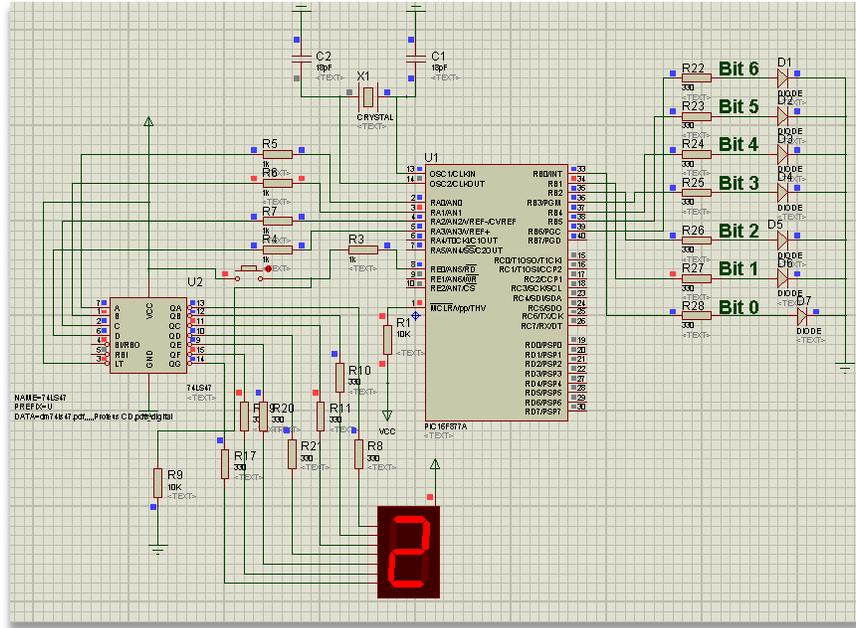


Ilustración 27 Simulación del “Modo de Transmisión FSK” correspondiente al “Extremo A”. Bit de control activo es el bit 1.

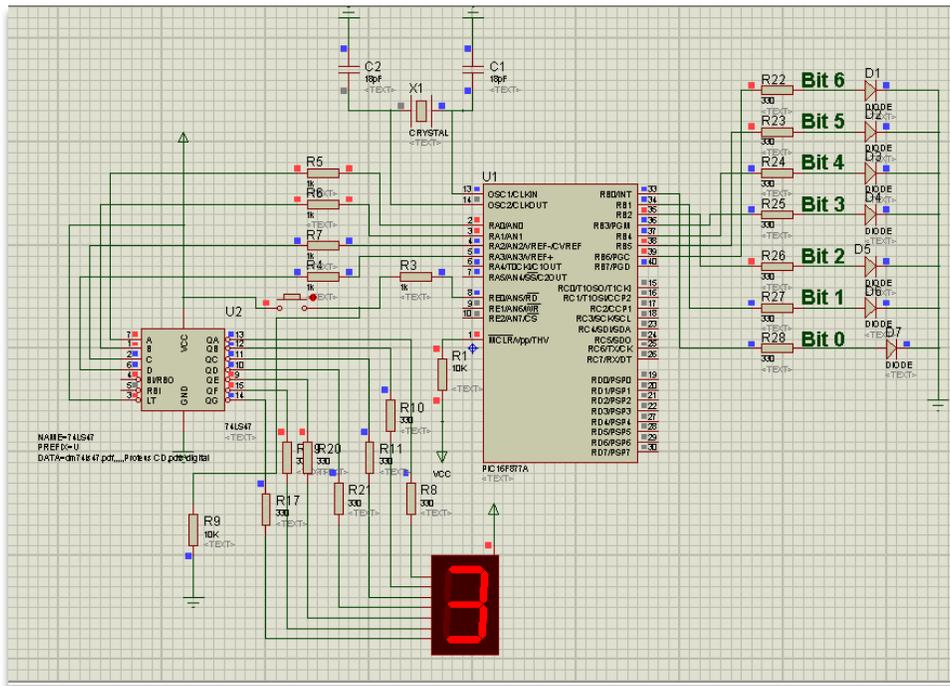


Ilustración 28 Simulación del “Modo DSL compensado” correspondiente al “Extremo A”. Bits de control activos son el bit 2, el bit 5 y el bit 6.

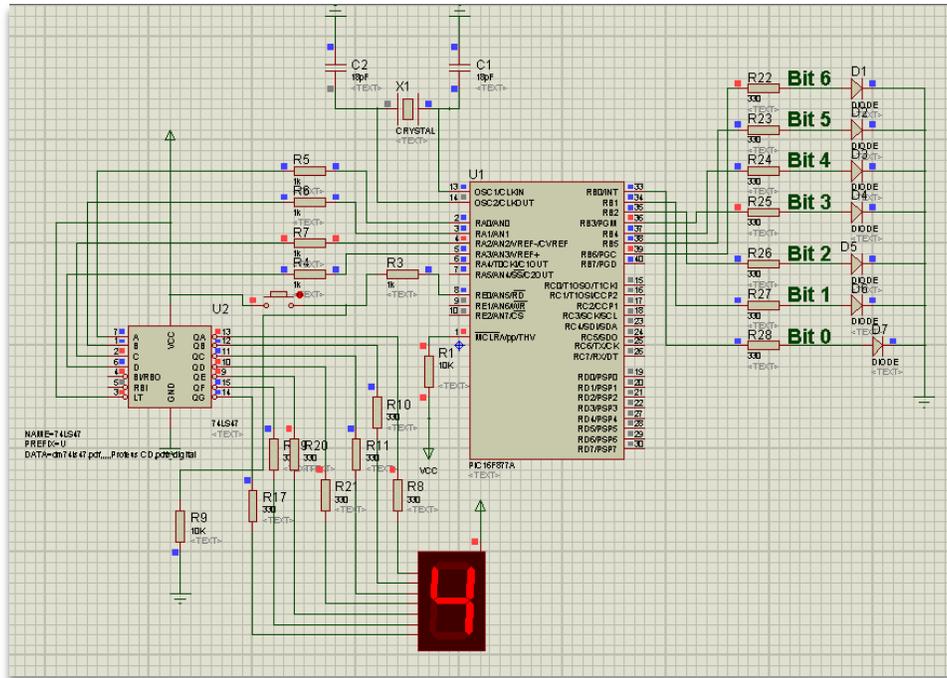


Ilustración 29 Simulación del “Modo DSL ByPass” correspondiente al “Extremo A”. Bits de control activos son el bit 3 y el bit 6.

VIII.5.1.2.- Simulaciones del circuito de control de bits correspondientes al módulo selector de entrada del extremo compensador de abonado.

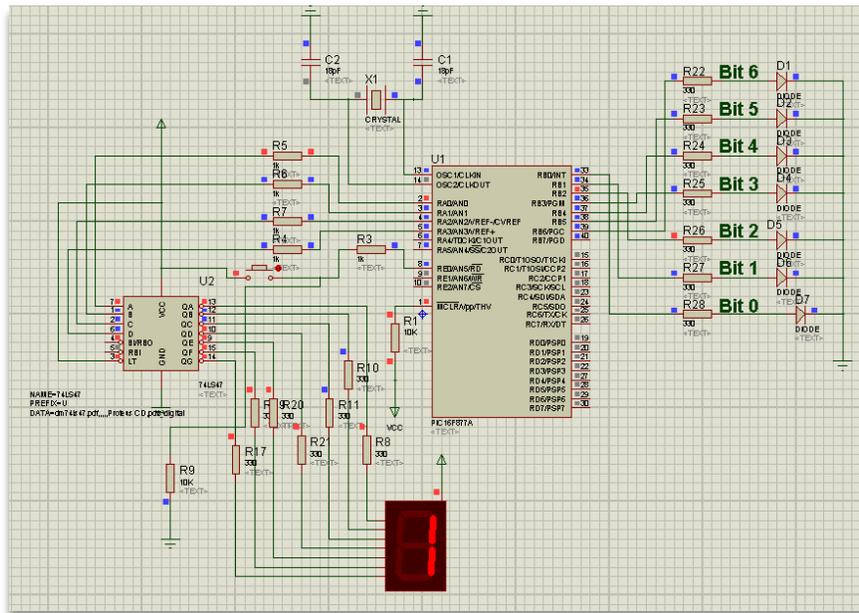


Ilustración 30 Simulación del “Modo de prueba” correspondiente al “Extremo B” bit de control activo es el bit 2.

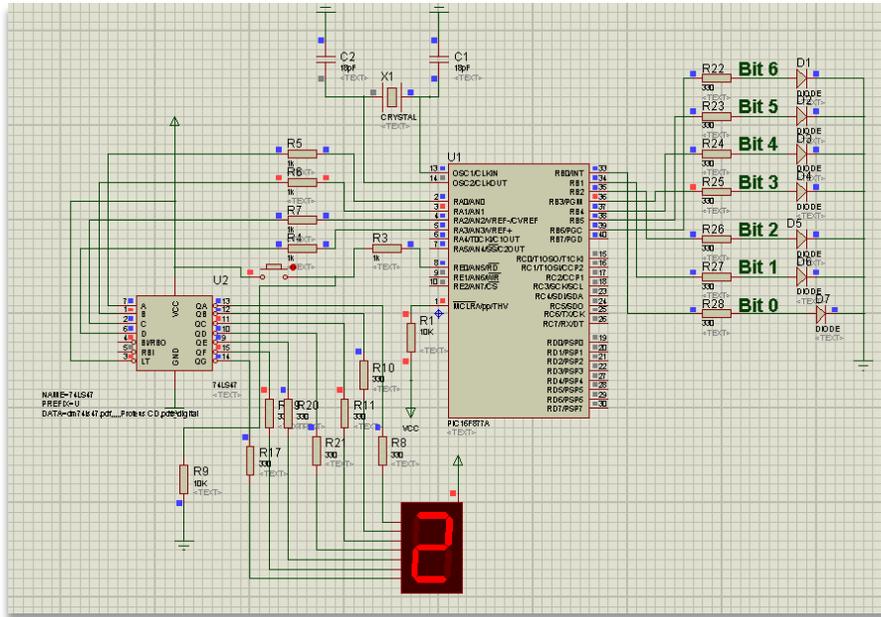


Ilustración 31 Simulación del “Modo de recepción FSK” correspondiente al “Extremo B” bit de control activo es el bit 3.

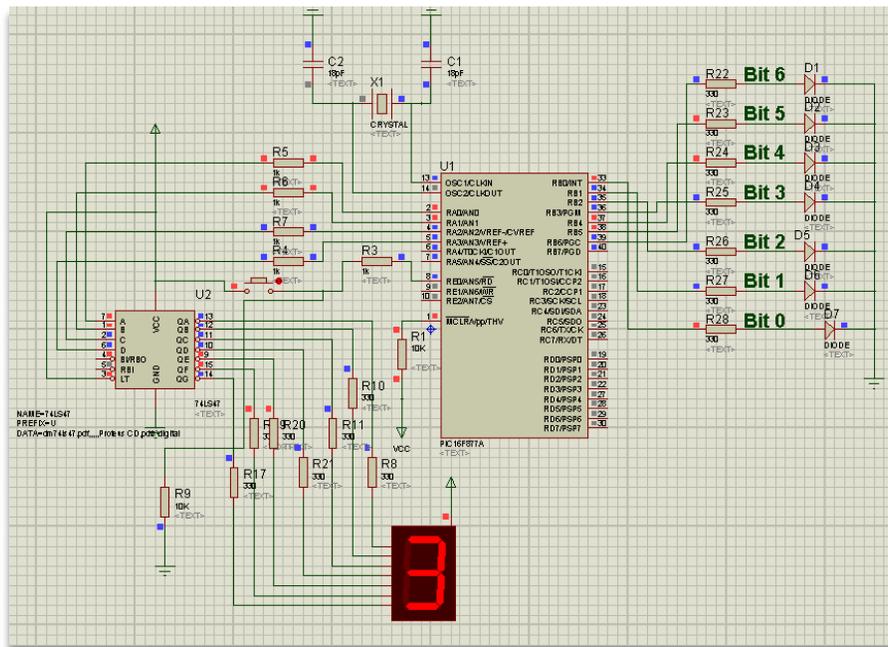


Ilustración 32 Simulación del “Modo DSL compensado” correspondiente al “Extremo B” bits de control activos son el bit 0, el bit 4 y el bit 5.

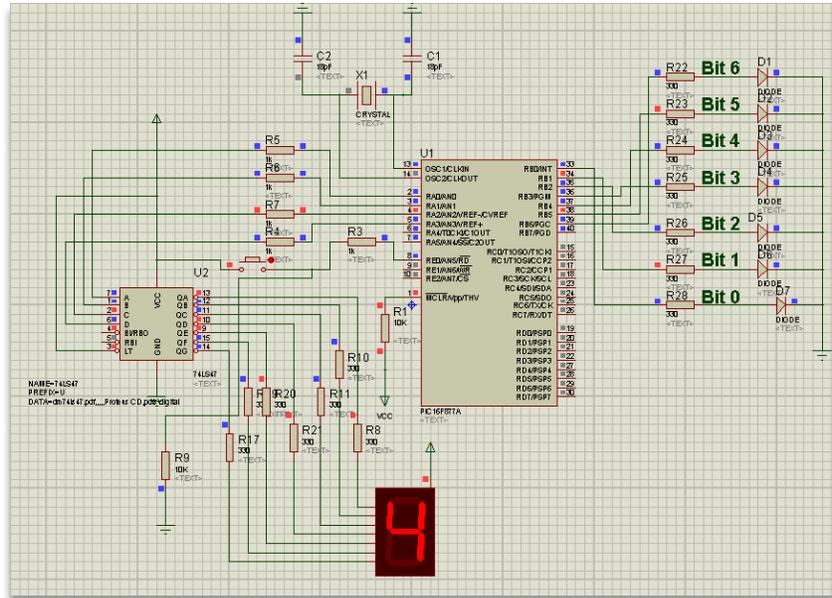


Ilustración 33 Simulación del “Modo DSL *ByPass*” correspondiente al “Extremo B” cuyos bits de control activos son el bit 1 y el bit 5.

VIII.6.- Apéndice: Modulador FSK

VIII.6.1.1.- Resultado de la prueba física del modulador FSK a bajas frecuencias

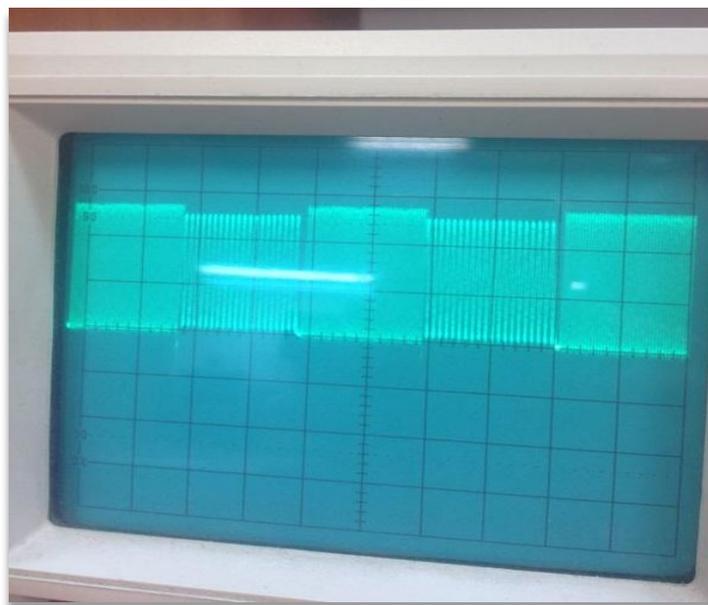


Ilustración 34 señal modulada en prueba física. Portadoras de 96KHz y 192KHz, con 2 voltios por división.

VIII.6.1.2.- Circuito Modulador FSK para la señalización fuera de banda en altas frecuencias

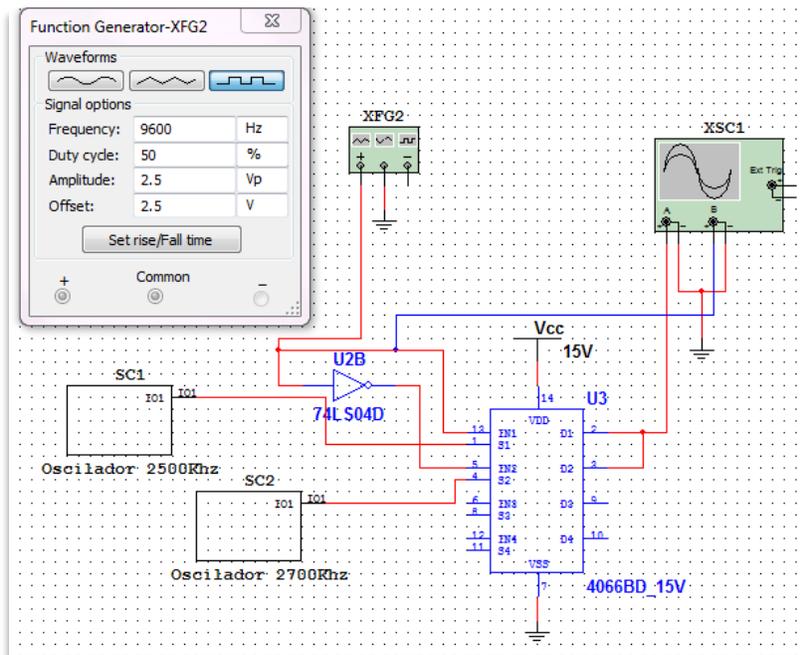


Ilustración 35 Circuito Modulador FSK para señalización fuera de banda

El circuito diseñado para el modulador transmisor del Extremo A para la señalización fuera de banda es el que se muestra en la Ilustración 43. Consta de dos partes fundamentales, la generación de las portadoras a alta frecuencia y la producción de la modulación mediante el *switch* 4066BD. Para la creación de las sinusoides se usa un oscilador senoidal de alta frecuencia, el oscilador Colpitts. El circuito planteado puede observarse en la Ilustración 44 y 45.

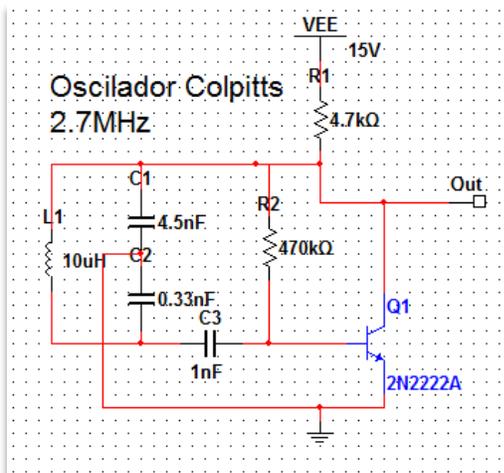


Ilustración 36 Oscilador Colpitts 2,7MHz

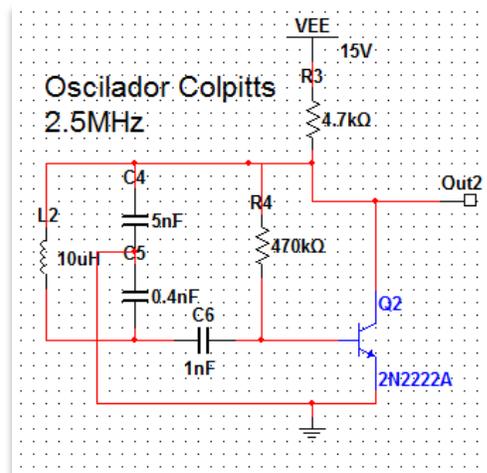


Ilustración 37 Oscilador Colpitts 2,5 Mhz

La razón de la utilización de este oscilador se fundamenta en la señalización fuera de banda; como ADSL opera en frecuencia hasta 2,2MHz la señalización planteada debe estar por encima de la frecuencia superior de esta tecnología para que no exista interferencia en la transmisión. Las frecuencias planteadas para las portadoras FSK son 2,5MHz y 2,7Mhz. Se conoce que existe un rango de frecuencias disponibles sobre los 2,2MHz de ADSL hasta los 20MHz, este rango puede denominarse como *Banda útil ADSL* y se presta para la transmisión de señales distintas a las de telefonía, internet y televisión [3]. El espaciamiento frecuencial entre cada portadora será entonces más que suficiente para facilitar la detección del mensaje en el demodulador.

La expresión que determina la frecuencia de los osciladores *Colpitts* es la número (8) del marco referencial, donde variando algunos de los valores, se puede entonces aproximar el resultado de la frecuencia para obtener la necesaria. Para la frecuencia de 2,7Mhz del circuito de la Ilustración 44 los valores fueron $C1 = 4.5nF$, $C2 = 0.33nF$ y $L = 10mH$. La expresión (8) resulta en $f = 2,870MHz$. Sin embargo esta diferencia es meramente teórica, ya que la gráfica de la oscilación que se muestra a continuación presenta una frecuencia más aproximada los 2,7MHz.

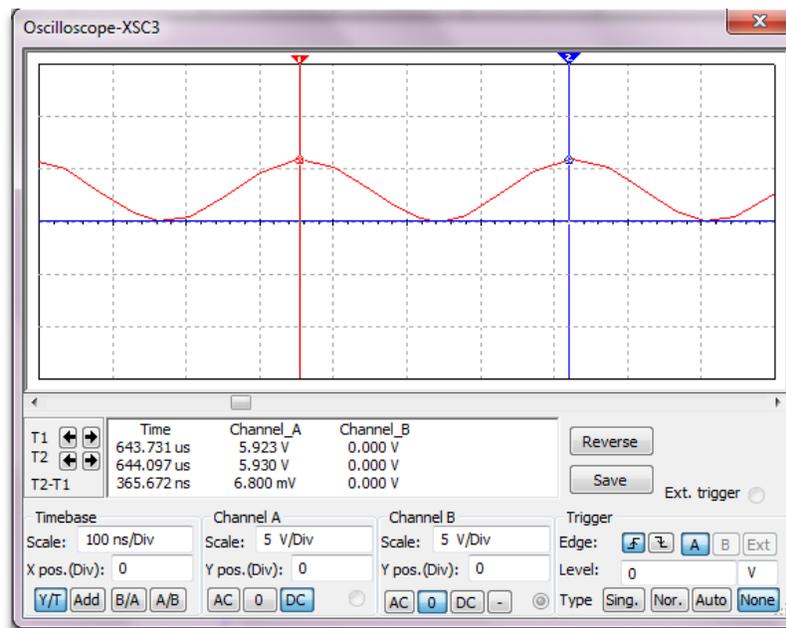


Ilustración 38 Señal Senoidal de oscilador Colpitts de 2,7MHz

En la Ilustración 36 se observa que el período de la onda es de 365.672ns, si se calcula el inverso de esta expresión para obtener la frecuencia tendremos que $f = 1/365,672\text{ns} = 2,734$ MHz.

Lo mismo ocurre para el otro oscilador que conformara la señal FSK, el mostrado en la Ilustración 45. Los valores usados para obtener la frecuencia de 2.5Mhz fueron: $C1 = 5\text{nF}$, $C2 = 0.4\text{nF}$ y $L = 10\text{mH}$. La expresión (8) resulta en $f = 2.615$ MHz. Sin embargo, en la imagen mostrada a continuación se observa que la frecuencia que produce este circuito es muy cercana a 2.5Mhz

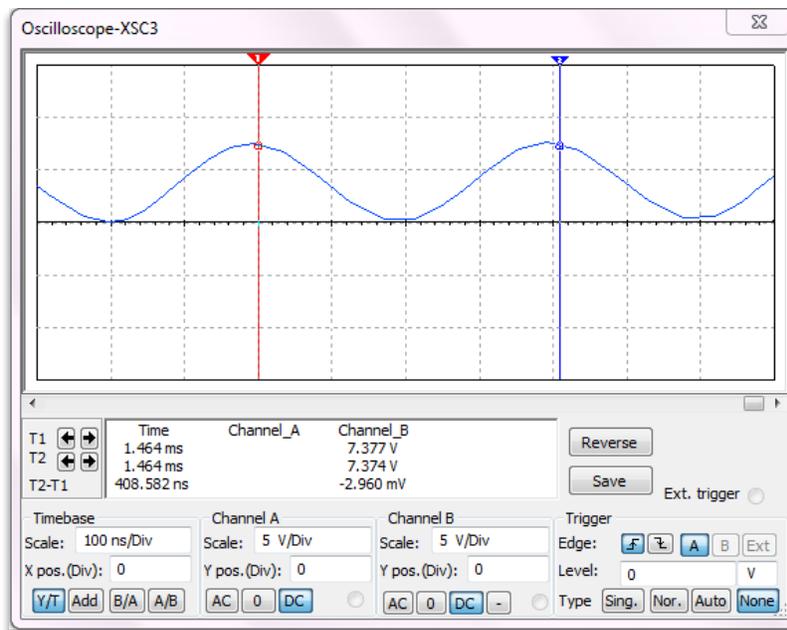


Ilustración 39 Señal senoidal de oscilador Colpitts de 2,5MHz

En la Ilustración 47 se observa que el período de la onda es de 408,582ns, si se calcula el inverso de esta expresión para obtener la frecuencia tendremos que $f = 1/408,582\text{ns} = 2,447$ MHz.

Para la última parte fue usado el Switch analógico 4066BD, donde fueron introducidas las portadoras generadas previamente y el mensaje a transmitir, simulado con una señal cuadrada en la entrada de control de cada compuerta del switch que regula la salida de ambas señales, siendo el control de la primera el negado del control de la segunda para que no exista solapamiento, el negado del mensaje es realizado por una compuerta negadora común, modelo 74LS04D. La

frecuencia del mensaje simulado es de 9,6KHz, fue escogida esta frecuencia ya que es múltiplo de la señal de prueba usada (600Hz), $600 \times 19 = 9600$. Esta relación se establece para que el mensaje esté correlacionado con la señal de prueba usada, con los parámetros de la línea a esa frecuencia y por último con la máscara de compensación.

Finalmente al unir las salidas de las compuertas usadas del 4066 se obtiene la señal deseada con modulación por desplazamiento de frecuencia.

En la Ilustración 48 se muestra la señal resultante de la modulación FSK entre las portadoras de 2,5MHz y 2,7MHz en color rojo y se observa también a modo referencial, el mensaje de la señal, representado por el color azul.

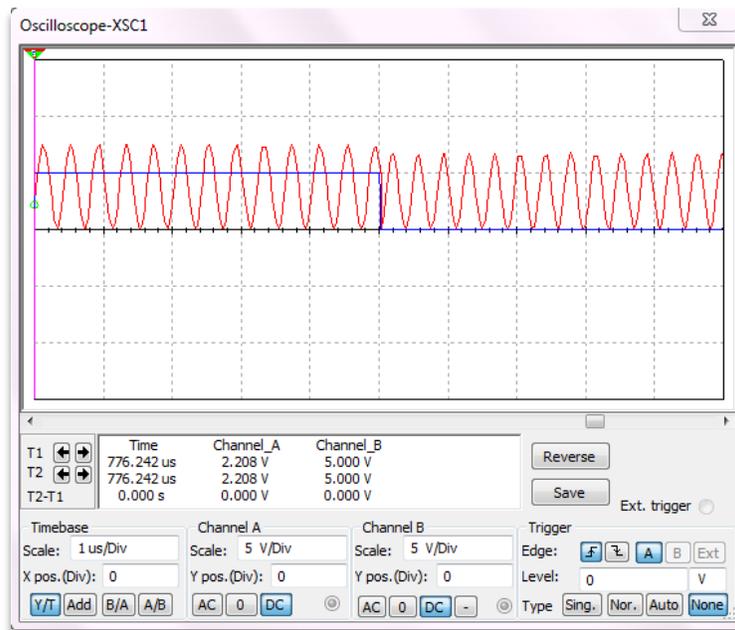


Ilustración 40 Salida de circuito modulador FSK en la *banda útil ADSL*