

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL MEDIANTE EL USO DEL SOFTWARE SYSTEMVIEW

PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

ALEXANDER ANTONIO GRANIZO KOTOV

DIRECTOR:

INGENIERO PABLO HIDALGO

Quito, marzo 2006

DECLARACIÓN

Yo, Alexander Antonio Granizo Kotov, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen con este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Alexander Antonio Granizo Kotov

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Alexander Antonio Granizo Kotov, bajo mi supervisión.

Ing. Pablo Hidalgo Lascano
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mis padres Tania y José por darme el apoyo y la posibilidad de realizar este Proyecto de Titulación, a mi hermana bella y a todas aquellas personas que me han prestado su tiempo y ayuda, en especial al Ingeniero Pablo Hidalgo.

Alexander

DEDICATORIA

A Dios.

A todos aquellos que han estado allí,
cuando necesitaba de su presencia,
en especial a mi familia,
quienes me motivaron en todo momento,
y a mis amigos,
con los cuales he compartido
estos cinco años de universidad.

Alexander

CONTENIDO

RESUMEN.....	XIV
PRESENTACIÓN.....	XV
1 CAPÍTULO 1.....	2
1.1 ASPECTO GENERAL DEL SOFTWARE SYSTEMVIEW	2
1.1.1 <i>Barra de herramientas</i>	3
1.1.2 <i>Barra de bloques</i>	5
1.2 MANEJO BÁSICO DEL SOFTWARE SYSTEMVIEW	8
1.2.1 <i>Manejo del ratón</i>	8
1.2.2 <i>Generación de Bloques</i>	8
1.2.3 <i>Conexión de Bloques</i>	8
1.2.4 <i>Desconexión de Bloques</i>	9
1.2.5 <i>Edición y revisión de los parámetros de un bloque</i>	9
1.2.6 <i>Simulación del sistema</i>	11
1.2.7 <i>Visualización de resultados – Ventana Análisis</i>	11
1.3 DESCRIPCIÓN DE LA FUNCIONALIDAD DEL PROGRAMA SYSTEMVIEW.....	12
1.3.1 <i>Ventana de Temporización del Sistema</i>	12
1.3.2 <i>Ventana de Análisis del Sistema</i>	15
1.4 EJERCICIO DE REPASO	23
2 CAPÍTULO 2.....	26
2.1 INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA.....	26
2.2 TEOREMA DEL MUESTREO Y ALIASING ^{[4], [5]}	26
2.3 CÓDIGOS DE LÍNEA	29
2.3.1 <i>Sin retorno a cero (NRZ)</i>	29
2.3.2 <i>Retorno a cero (RZ)</i>	30
2.3.3 <i>Codificados en fase</i>	30
2.4 ALTERACIONES DE LA SEÑAL ^{[4], [8], [10]}	32
2.4.1 <i>Causas de Alteraciones en la Señal</i>	32
2.4.2 <i>Diagrama del Ojo</i>	43
2.5 CUANTIFICACIÓN DEL BER Y GENERACIÓN DE GRÁFICOS ^[3]	45
2.5.1 <i>Cuantificación de Tasa de Error de Bits</i>	46
2.5.2 <i>Obtención de gráficos de curvas de BER vs. SNR</i>	50

2.6	CODIFICACIÓN PCM ^{[4], [5], [9]}	55
2.6.1	<i>Codificación de una señal analógica</i>	55
2.6.2	<i>Formateo de información analógica</i>	56
2.6.3	<i>Historia y Aplicación</i>	57
2.6.4	<i>Descripción del funcionamiento</i>	57
2.6.5	<i>Cuantización Uniforme</i>	58
2.6.6	<i>Código binario utilizado en PCM</i>	59
2.6.7	<i>Codificación No-Uniforme</i>	60
2.6.8	<i>Ley μ de compansión</i>	63
2.6.9	<i>Ley A de compansión</i>	64
2.6.10	<i>Multiplexación en tiempo: Formación de tramas E1</i>	64
2.6.11	<i>Formatos de codificación de información vocal y sonido</i>	66
2.6.12	<i>Herramientas de SystemView para codificación PCM ^[4]</i>	67
2.7	MODULACIÓN DIGITAL ASK ^[8]	70
2.7.1	<i>Introducción</i>	70
2.7.2	<i>Modulación ASK</i>	71
2.7.3	<i>Métodos de Demodulación de señales Binaria Moduladas</i>	72
2.7.4	<i>Herramientas de SystemView para Modulación ASK</i>	74
2.8	MODULACIÓN DIGITAL FSK ^{[4], [6]}	75
2.8.1	<i>Formas de modulación FSK</i>	76
2.8.2	<i>Ancho de Banda de un Sistema FSK</i>	76
2.8.3	<i>Relación S/N en un sistema FSK</i>	78
2.8.4	<i>Métodos de Demodulación FSK</i>	79
2.8.5	<i>Herramientas de SystemView para Modulación FSK</i>	80
2.9	MODULACIÓN DIGITAL PSK ^{[4], [5]}	84
2.9.1	<i>Transmisión por desplazamiento de fase binaria (BPSK)</i>	85
2.9.2	<i>Codificación en M-ario</i>	86
2.9.3	<i>Transmisión por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) ^{[5], [6]}</i>	87
2.9.4	<i>PSK de ocho fases (8-PSK)</i>	89
2.10	MODULACIÓN DIGITAL QAM ^{[6], [9]}	92
2.10.1	<i>Aplicación práctica de la modulación QAM</i>	94
2.10.2	<i>Herramientas de SystemView para Modulación QAM</i>	94
3	CAPÍTULO 3	97
3.1	INTRODUCCIÓN A LAS SIMULACIONES	97
3.2	TEOREMA DEL MUESTREO Y ALIASING	97
3.2.1	<i>Trabajo Práctico 1</i>	98
3.2.2	<i>Trabajo Práctico 2</i>	101
3.2.3	<i>Preguntas</i>	104
3.3	CÓDIGOS DE LÍNEA	106

3.3.1	<i>Trabajo Práctico 1</i>	106
3.3.2	<i>Trabajo Práctico 2</i>	110
3.4	ALTERACIONES DE LA SEÑAL	113
3.4.1	<i>Ejercicio</i>	113
3.4.2	<i>Trabajo Práctico 1</i>	115
3.4.3	<i>Trabajo Práctico 2</i>	118
3.5	CUANTIFICACIÓN DEL BER Y GENERACIÓN DE GRÁFICOS.....	122
3.5.1	<i>Trabajo Práctico 1</i>	123
3.5.2	<i>Trabajo Práctico 2</i>	126
3.6	CODIFICACIÓN PCM.....	130
3.6.1	<i>Trabajo Práctico 1</i>	130
3.6.2	<i>Trabajo Práctico 2</i>	133
3.6.3	<i>Trabajo Práctico 3</i>	136
3.6.4	<i>Trabajo Práctico 4</i>	138
3.6.5	<i>Trabajo Práctico 5</i>	141
3.7	MODULACIÓN DIGITAL ASK.....	142
3.7.1	<i>Trabajo Práctico 1</i>	143
3.7.2	<i>Trabajo Práctico 2</i>	144
3.7.3	<i>Trabajo Práctico 3</i>	149
3.8	MODULACIÓN DIGITAL FSK	152
3.8.1	<i>Trabajo Práctico 1</i>	152
3.8.2	<i>Trabajo Práctico 2</i>	156
3.8.3	<i>Trabajo Práctico 3</i>	158
3.8.4	<i>Parámetros de diseño</i>	161
3.9	MODULACIÓN DIGITAL PSK.....	161
3.9.1	<i>Trabajo Práctico 1</i>	161
3.9.2	<i>Trabajo Práctico 2</i>	164
3.9.3	<i>Trabajo Práctico 3</i>	168
3.10	MODULACIÓN DIGITAL QAM.....	172
3.10.1	<i>Ejercicios</i>	172
3.10.2	<i>Trabajo Práctico 1</i>	176
3.10.3	<i>Trabajo Práctico 2</i>	180
4	CAPÍTULO 4	184
4.1	COMPARACIÓN DE SYSTEMVIEW CON MATLAB	184
4.2	CONCLUSIONES SOBRE EL MANEJO DEL PROGRAMA	186
4.3	RECOMENDACIONES A LOS FUTUROS USUARIOS DEL PROGRAMA.....	187
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	188

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1 ASPECTO GENERAL DEL PROGRAMA.....	2
FIGURA 1.2 BARRA DE HERRAMIENTAS DE SYSTEMVIEW	3
FIGURA 1.3 VENTANA DE LA LIBRERÍA DE FUENTES	10
FIGURA 1.4 VENTANA DE LA LIBRERÍA DE SUMIDROS	10
FIGURA 1.5 VENTANA DE TEMPORIZACIÓN DEL SISTEMA.....	11
FIGURA 1.6 VENTANA ANÁLISIS CON GRÁFICA DE SIMULACIÓN.....	12
FIGURA 1.7 VENTANA TEMPORIZACIÓN DEL SISTEMA.....	13
FIGURA 1.8 VENTANA DE ANÁLISIS DEL SISTEMA.....	16
FIGURA 1.9 FUNCIONAMIENTO DE LOS MARCADORES VERTICALES	19
FIGURA 1.10 VENTANA INFORMATIVA.....	20
FIGURA 1.11 ASPECTO DE LA VENTANA DE CÁLCULOS	21
FIGURA 1.12 OPERACIONES CON SEÑALES DE SIMULACIÓN.....	23
FIGURA 1.13 GRÁFICA DE SIMULACIÓN ($F_s=100$ Hz).....	24
FIGURA 1.14 GRÁFICA DE SIMULACIÓN ($F_s=1000$ Hz).....	24
FIGURA 2.1 EFECTO DE ALIASING	28
FIGURA 2.2 ELIMINACIÓN DE ALIASING POR SOBREMUESTREO.....	28
FIGURA 2.3 ELIMINACIÓN DE ALIASING POR FILTRADO PREVIO DE LAS FRECUENCIAS MÁS ALTAS.....	28
FIGURA 2.4 FORMAS DE LA FLUCTUACIÓN DE FASE (JITTER).....	36
FIGURA 2.5 INTERFERENCIA INTERSÍMBOLO EN EL PROCESO DE DETECCIÓN	37
FIGURA 2.6 DISPERSIÓN DE LOS SÍMBOLOS EN UN MEDIO DE TRANSMISIÓN	38
FIGURA 2.7 SEÑAL RECIBIDA VS. SEÑAL TRANSMITIDA	38
FIGURA 2.8 TEOREMA DE NYQUIST:.....	39
FIGURA 2.9 RESPUESTA EN TIEMPO DEL FILTRO COSENO LEVANTADO.....	41
FIGURA 2.10 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO COSENO LEVANTADO A PULSOS DE $V_s=1$	42
FIGURA 2.11 SEPARACIÓN DEL FILTRO COSENO LEVANTADO EN DOS FILTROS RAÍZ DE COSENO LEVANTADO EN LA TRANSMISIÓN Y LA RECEPCIÓN	43
FIGURA 2.12 DIAGRAMA DEL OJO.....	44
FIGURA 2.13 DIAGRAMA DEL OJO Y SU SIGNIFICADO.....	45
FIGURA 2.14 SALIDAS DEL BLOQUE BER EN SYSTEMVIEW	47
FIGURA 2.15 RESULTADO DE LA OPERACIÓN CORRELACIÓN CRUZADA	49
FIGURA 2.16 VENTANA TEMPORIZACIÓN DEL SISTEMA.....	52
FIGURA 2.17 VENTANA ENLACE DE PARÁMETROS GLOBALES.	53
FIGURA 2.18 SISTEMA <i>BER2.SVU</i>	54

FIGURA 2.19 GRÁFICA DE LOS VALORES DE BER OBTENIDOS EN CADA ITERACIÓN	55
FIGURA 2.20 GRÁFICA BER VS. SNR OBTENIDA	55
FIGURA 2.21 DIAGRAMA EN BLOQUES SIMPLIFICADO DE UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN PCM.....	57
FIGURA 2.22 NIVELES DE CUANTIZACIÓN	59
FIGURA 2.23 DISTRIBUCIÓN ESTADÍSTICA DE LOS NIVELES DE AMPLITUD DE VOZ HUMANA.....	61
FIGURA 2.24 CUANTIZACIÓN UNIFORME Y CUANTIZACIÓN NO UNIFORME.....	62
FIGURA 2.25 SISTEMA PCM CON COMPANSIÓN ANALÓGICA.....	63
FIGURA 2.26 SISTEMA PCM CON COMPANSIÓN DIGITAL.....	63
FIGURA 2.27 ESTRUCTURA DE UNA TRAMA E1	66
FIGURA 2.28 DIAGRAMA DEL CONVERTOR ADC	68
FIGURA 2.29 DIAGRAMA DEL CONVERTOR DAC	68
FIGURA 2.30 DIAGRAMA LÓGICO DEL REGISTRO DE DESPLAZAMIENTO	69
FIGURA 2.31 SEÑAL MODULADA EN ASK.....	71
FIGURA 2.32 MÉTODOS DE DETECCIÓN DE ASK.....	72
FIGURA 2.33 SEÑAL MODULADA FSK.....	75
FIGURA 2.34 GENERACIÓN DE MODULACIÓN FSK	76
FIGURA 2.35 RELACIONES DEL ESPECTRO DE FSK.....	76
FIGURA 2.36 DEMODULACIÓN COHERENTE DE SEÑAL FSK.....	79
FIGURA 2.37 DEMODULACIÓN NO COHERENTE DE SEÑAL FSK	80
FIGURA 2.38 LÓGICA INTERNA DEL BLOQUE NCO.....	82
FIGURA 2.39 IMPLEMENTACIÓN DEL BLOQUE NCO	83
FIGURA 2.40 ESQUEMA DE UN MODULADOR BPSK SIMPLE	85
FIGURA 2.41 BPSK - DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN Y TABLA DE VERDAD	86
FIGURA 2.42 ESQUEMA DE UN DEMODULADOR BPSK.....	86
FIGURA 2.43 ESQUEMA DE UN MODULADOR QPSK	88
FIGURA 2.44 DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN Y TABLA DE VERDAD DE LA MODULACIÓN QPSK	88
FIGURA 2.45 ESQUEMA DE UN DEMODULADOR QPSK	89
FIGURA 2.46 ESQUEMA DE UN MODULADOR 8 – PSK	90
FIGURA 2.47 DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN Y TABLA DE VERDAD – MODULACIÓN 8-PSK.....	90
FIGURA 2.48 ESQUEMA DE UN DEMODULADOR 8-PSK.....	91
FIGURA 2.49 EJEMPLOS DE CONSTELACIONES QAM	92
FIGURA 2.50 ESQUEMA DE UN MODULADOR 16-QAM.....	93
FIGURA 2.51 ESQUEMA DE UN DEMODULADOR 16-QAM.....	93
FIGURA 3.1 SISTEMA PROPUESTO PARA OBSERVAR EL EFECTO DEL ALIASING	98
FIGURA 3.2 SEÑAL DE ENTRADA, $F=40$ Hz	99
FIGURA 3.3 SEÑAL MUESTREADA A $F_s=60$ Hz.....	99
FIGURA 3.4 SUPERPOSICIÓN DE LAS DOS SEÑALES.....	99
FIGURA 3.5 ESPECTROS DE POTENCIA DE LAS DOS SEÑALES ($F_s=60$ Hz).....	100
FIGURA 3.6 ESPECTROS DE POTENCIA DE LAS DOS SEÑALES ($F_s=30$ Hz).....	100
FIGURA 3.7 ESPECTROS DE POTENCIA DE LAS DOS SEÑALES ($F_s=70$ Hz).....	101

FIGURA 3.8 ESPECTROS DE POTENCIA DE LAS DOS SEÑALES ($F_s=90\text{Hz}$).....	101
FIGURA 3.9 MUESTREO DE UNA SEÑAL CON VARIAS FRECUENCIAS FUNDAMENTALES	102
FIGURA 3.10 GRÁFICAS DE LA SEÑAL DE ENTRADA Y LA SEÑAL MUESTREADA ($F_s=150\text{ Hz}$)	102
FIGURA 3.11 ESPECTROS DE POTENCIA DE LAS DOS SEÑALES.	102
FIGURA 3.12 SEÑAL CON ANCHO DE BANDA LIMITADO PARA SU MUESTREO	103
FIGURA 3.13 ESPECTRO DE POTENCIA DE LAS SEÑALES UTILIZANDO UN FILTRO CON $F_c= 80\text{ Hz}$	104
FIGURA 3.14 SIMULACIÓN DE CODIFICACIONES.....	106
FIGURA 3.15 GRÁFICAS DE LAS SEÑALES GENERADAS	108
FIGURA 3.16 GRÁFICOS DE LOS ESPECTROS DE POTENCIA DE LAS SEÑALES CODIFICADAS	109
FIGURA 3.17 SIMULACIÓN DE CODIFICACIÓN MANCHESTER DIFERENCIAL	110
FIGURA 3.18 GRÁFICO DE LA SEÑAL DIGITAL DE ENTRADA.....	111
FIGURA 3.19 GRÁFICO DE LA SEÑAL DIFERENCIAL	111
FIGURA 3.20 GRÁFICO DE LA SEÑAL CODIFICADA MANCHESTER DIFERENCIAL	112
FIGURA 3.21 GRÁFICO DEL ESPECTRO DE POTENCIA DE LA SEÑAL MANCHESTER DIFERENCIAL.	112
FIGURA 3.22 GRÁFICO DEL ESPECTRO DE POTENCIA CONSIDERANDO LA SECUENCIA CRÍTICA	112
FIGURA 3.23 SISTEMA CON FILTRADO DE NYQUIST DE DATOS DIGITALES	114
FIGURA 3.24 SEÑAL DIGITAL Y SEÑAL FILTRADA.....	114
FIGURA 3.25 DIAGRAMA DEL OJO DEL FILTRO DE NYQUIST	115
FIGURA 3.26 ESPECTRO DE FRECUENCIAS Y ANCHO DE BANDA	115
FIGURA 3.27 OBTENCIÓN DEL DIAGRAMA DEL OJO	116
FIGURA 3.28 DIAGRAMA DEL OJO DE UNA SEÑAL DE 3 NIVELES.....	117
FIGURA 3.29 EFECTO DEL RUIDO.....	118
FIGURA 3.30 EFECTO DE LA DISTORSIÓN DE FASE	118
FIGURA 3.31 SIMULACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS FILTROS COSENO LEVANTADO	119
FIGURA 3.32 SEÑAL DIGITAL Y SEÑAL FILTRADA (COSENO LEVANTADO).....	120
FIGURA 3.33 DIAGRAMA DEL OJO (COSENO LEVANTADO)	120
FIGURA 3.34 ANCHO ESPECTRAL ($\alpha=1$).....	120
FIGURA 3.35 ANCHO ESPECTRAL ($\alpha=0.2$).....	121
FIGURA 3.36 SEÑAL DIGITAL Y SEÑAL FILTRADA (RAÍZ DE COSENO LEVANTADO).....	121
FIGURA 3.37 DIAGRAMA DEL OJO (RAÍZ DE COSENO LEVANTADO).....	121
FIGURA 3.38 SEÑAL DIGITAL Y SEÑAL FILTRADA (2 FILTROS RAÍZ DE COSENO LEVANTADO)	122
FIGURA 3.39 DIAGRAMA DEL OJO (2 FILTROS RAÍZ DE COSENO LEVANTADO).....	122
FIGURA 3.40 COMUNICACIÓN DIGITAL EN PRESENCIA DE RUIDO.....	123
FIGURA 3.41 GRÁFICAS DE RESULTADOS	125
FIGURA 3.42 RESULTADO DE LA CORRELACIÓN	125
FIGURA 3.43 SISTEMA LISTO PARA LA CUANTIFICACIÓN DEL BER	126
FIGURA 3.44 SISTEMA <i>BER2.svu</i>	127
FIGURA 3.45 SISTEMA INCOMPLETO	128
FIGURA 3.46 CORRELACIÓN DE LOS SUMIDEROS 10 Y 11.....	129

FIGURA 3.47 SISTEMA COMPLETO (BER3.SVU)	129
FIGURA 3.48 GRÁFICA BER vs. SNR OBTENIDA	130
FIGURA 3.49 SISTEMA PCM0.SVU – SIMULACIÓN DE LOS BLOQUES DE COMPANSIÓN.....	131
FIGURA 3.50 SISTEMA PCM0_MODIFICADO.SVU	132
FIGURA 3.51 SUPERPOSICIÓN DE LAS ONDAS DE SALIDA DE LAS DOS LEYES DE COMPANSIÓN	132
FIGURA 3.52 DIFERENCIA ENTRE LAS DOS LEYES DE COMPANSIÓN.....	133
FIGURA 3.53 CUANTIFICACIÓN DE SEÑAL ANALÓGICA A PCM.....	134
FIGURA 3.54 SISTEMA CODIFICADOR DISEÑADO EN EL ARCHIVO PCM1.SVU.....	135
FIGURA 3.55 SECUENCIA DIGITAL OBTENIDA Y ONDA DE ENTRADA AL SISTEMA	136
FIGURA 3.56 SUPERPOSICIÓN DE LA SEÑAL TRANSMITIDA (AZUL) Y RECIBIDA (ROJO).....	137
FIGURA 3.57 DECODIFICADOR PCM – ARCHIVO PCM2.SVU.....	137
FIGURA 3.58 META-SISTEMA CODIFICADOR PCM	139
FIGURA 3.59 SISTEMA IMPLEMENTADO	139
FIGURA 3.60 SUPERPOSICIÓN DE LAS SEÑALES DE AUDIO DE ENTRADA Y SALIDA.....	140
FIGURA 3.61 MULTIPLEXACIÓN DE 3 SEÑALES PCM.....	141
FIGURA 3.62 MODULACIÓN ASK	143
FIGURA 3.63 GRÁFICOS DE LA SEÑAL EN BANDA BASE Y SEÑAL MODULADA ASK.....	144
FIGURA 3.64 GRÁFICO DEL ESPECTRO DE POTENCIA DE LA SEÑAL MODULADA ASK	144
FIGURA 3.65 DEMODULACIÓN ASK NO-COHERENTE.....	145
FIGURA 3.66 VENTANA SISTEMA LINEAL	147
FIGURA 3.67 INTRODUCCIÓN DE LOS COEFICIENTES DE LAPLACE DEL FILTRO.....	147
FIGURA 3.68 DISEÑO DE UN FILTRO ANALÓGICO	148
FIGURA 3.69 SISTEMA SIMULADO, CON BLOQUES SUMIDEROS ADICIONALES.....	148
FIGURA 3.70 SIMULACIÓN DEL SISTEMA ASK2.SVU	149
FIGURA 3.71 CUANTIFICACIÓN DE BER DE LA MODULACIÓN ASK (ASK3.SVU)	150
FIGURA 3.72 SIMULACIÓN DEL SISTEMA ASK3.SVU	152
FIGURA 3.73 MODULACIÓN FSK DE FASE CONTINUA Y DISCONTINUA (FSK1.SVU).....	153
FIGURA 3.74 SECUENCIA DIGITAL TRANSMITIDA	154
FIGURA 3.75 SEÑAL MODULADA FSK NO-CONTINUA	154
FIGURA 3.76 SEÑAL MODULADA FSK CONTINUA	154
FIGURA 3.77 ESPECTRO DE POTENCIA DE LA SEÑAL FSK CONTINUA.....	155
FIGURA 3.78 ESPECTRO DE POTENCIA DE LA SEÑAL FSK NO-CONTINUA	155
FIGURA 3.79 DEMODULADOR COHERENTE (FSK2.SVU)	156
FIGURA 3.80 SIMULACIÓN DEL SISTEMA FSK2.SVU	158
FIGURA 3.81 DEMODULADOR NO-COHERENTE (FSK3.SVU)	159
FIGURA 3.82 DATOS TRANSMITIDOS	159
FIGURA 3.83 SEÑAL FILTRADA Y RECTIFICADA (BLOQUE 14)	159
FIGURA 3.84 SEÑAL A LA SALIDA DEL DETECTOR DE ENVOLVENTES (BLOQUE 21).....	159
FIGURA 3.85 FUNCIONAMIENTO DEL CONMUTADOR (BLOQUE 13).....	160
FIGURA 3.86 DATOS DIGITALES RECIBIDOS (BLOQUE 12).....	160

FIGURA 3.87 DATOS DIGITALES RECIBIDOS (BLOQUE 18).....	160
FIGURA 3.88 SISTEMA DE COMUNICACIONES CON MODULACIÓN BPSK.....	162
FIGURA 3.89 GRÁFICAS DE SIMULACIÓN DEL SISTEMA BPSK.SVU	163
FIGURA 3.90 ESPECTRO DE POTENCIA DE LA SEÑAL BPSK.....	164
FIGURA 3.91 MODULADOR QPSK Y MODELO DEL CANAL DE TRANSMISIÓN.....	165
FIGURA 3.92 DEMODULADOR QPSK	166
FIGURA 3.93 SIMULACIÓN DEL SISTEMA QPSK.SVU	167
FIGURA 3.94 ESQUEMA DEL MODULADOR 8-PSK Y CANAL DE TRANSMISIÓN	168
FIGURA 3.95 ESQUEMA DEL DEMODULADOR 8-PSK	169
FIGURA 3.96 DATOS TRANSMITIDOS POR EL SISTEMA	170
FIGURA 3.97 DATOS RECIBIDOS EN EL SISTEMA (FILTRO DE CANAL Y FUENTE DE RUIDO).....	170
FIGURA 3.98 DATOS RECIBIDOS EN EL SISTEMA (FUENTE DE RUIDO ÚNICAMENTE).....	170
FIGURA 3.99 SEÑAL MODULADA 8-PSK (AMPLIACIÓN)	170
FIGURA 3.100 CONSTELACIÓN 8-PSK.....	171
FIGURA 3.101 MODULACIÓN 16-QAM (QAM0.SVU).....	173
FIGURA 3.102 SEÑAL MODULADA	173
FIGURA 3.103 SIMULACIÓN DEL SISTEMA QAM0.SVU	174
FIGURA 3.104 SIMULACIÓN DE ERROR DE FASE EN LA RECEPCIÓN.....	175
FIGURA 3.105 SEÑAL I DISTORSIONADA OBTENIDA EN LA RECEPCIÓN	175
FIGURA 3.106 SEÑAL Q DISTORSIONADA OBTENIDA EN LA RECEPCIÓN	175
FIGURA 3.107 SISTEMA DE COMUNICACIONES CON MODULACIÓN 16-QAM.....	176
FIGURA 3.108 ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA SIN FILTROS	178
FIGURA 3.109 ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA UTILIZANDO FILTROS PASABAJOS	178
FIGURA 3.110 SEÑAL MODULADA 16-QAM	179
FIGURA 3.111 ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL MODULADA	179
FIGURA 3.112 DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN 16-QAM.....	179
FIGURA 3.113 SISTEMA DE COMUNICACIONES CON MODULACIÓN 64-QAM (64QAM.SVU)	181
FIGURA 3.114 DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN 64-QAM.....	182
FIGURA 3.115 GRÁFICAS DE LA SIMULACIÓN DEL SISTEMA 64QAM.SVU	182

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1.1 COMBINACIONES DE TECLADO Y RATÓN	8
TABLA 2.1 EJEMPLO DE CÓDIGO BINARIO DOBLADO DE 3 BITS	60

RESUMEN

En el presente Proyecto de Titulación se implementa el software SystemView para el diseño y simulación de sistemas de Comunicación Digital. El objetivo impuesto es de ofrecer una herramienta didáctica a los profesores y alumnos de la Facultad y desarrollar simulaciones de sistemas de Comunicación Digital, implementando los temas más representativos de esta materia.

En el Capítulo 1 se describe en forma general el software SystemView, sus componentes y su funcionamiento. Se hace una introducción al manejo de este programa y se realiza un ejercicio práctico.

El Capítulo 2 contiene la justificación teórica de las simulaciones. La teoría cubre los tópicos más distintivos de Comunicación Digital y conceptos de aplicación directa en el diseño de sistemas de simulación. Se detallan además técnicas, herramientas específicas y descripción de bloques funcionales de SystemView utilizados en las simulaciones.

En el Capítulo 3 está contenido el proceso de diseño y simulación mediante el software SystemView. Este capítulo está estructurado en forma de ejercicios propuestos (prácticas de laboratorio). En cada una de las secciones de este capítulo se expone el objetivo de la práctica, formulación del trabajo práctico y la resolución del mismo.

El Capítulo 4 contiene conclusiones sobre la utilización de SystemView y recomendaciones para futuros usuarios de este software.

Finalmente, el anexo contiene el manual de la Librería de Comunicaciones de SystemView. Bloques pertenecientes a esta librería fueron utilizados en las simulaciones del Capítulo 3.

PRESENTACIÓN

La última década del siglo veinte y la primera del siglo veintiuno, están caracterizadas por una tendencia particular: la globalización. Esta tendencia hace que las fronteras físicas entre las naciones sean cada vez menos perceptibles. Los vínculos informáticos y comerciales entre los países son inmensamente complejos y bastos. Actualmente, estamos por presenciar el éxito o fracaso de una política de liberalización del comercio, con un propósito idealista de facilitar el progreso de los estados, aminorar costos y poner el manejo del comercio en manos de la “libre competencia”.

Hoy en día las telecomunicaciones son uno de los mayores negocios mundiales, que facilitan el intercambio de ideas y aceleran las transacciones. En este momento, Ecuador está en pleno desarrollo de las redes de comunicación. Las compañías ven al Ecuador como un mercado en crecimiento muy apetecido para la inversión.

Tomando como punto de partida todo lo anterior, se llega a la conclusión que hoy en día es de fundamental importancia la formación de profesionales ecuatorianos líderes, con visión del futuro y bien capacitados. La Escuela Politécnica Nacional se ha caracterizado por tener una buena formación; sin embargo, siempre es necesario seguir renovando los programas y métodos de aprendizaje.

Este Proyecto de Titulación busca adaptar el programa de estudios existente de Comunicación Digital resolviendo problemas de la vida real mediante una interfaz accesible. Los modernos sistemas de comunicaciones, con nuevas técnicas de modulación y codificación son equipo complejo y sensible, sin mencionar el costo de los mismos. Surge entonces la incógnita de enseñar las nuevas tecnologías empleadas, de forma práctica y cercana a la realidad, pero sin incurrir en un gasto desmesurado. La forma propuesta es mediante la implementación de un software

educativo, por medio del cual se podrá realizar la simulación y análisis de métodos de comunicación. Se trata del software SystemView, y la aplicación específica que se le dará en el laboratorio de Comunicación Digital, mediante prácticas de laboratorio congruentes con la materia expuesta y apegadas a la realidad.

CAPITULO 1

CAPÍTULO 1

ASPECTOS GENERALES Y DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE SYSTEMVIEW [1], [2]

1.1 ASPECTO GENERAL DEL SOFTWARE SYSTEMVIEW

SystemView es un entorno de diseño, simulación y análisis de sistemas de ingeniería o científicos. Es una herramienta completa de simulación que se puede aplicar a sistemas de procesamiento de señales análogas y digitales, sistemas de comunicaciones, diseño de filtros, sistemas de control y sistemas matemáticos en general. La particularidad de este software de simulación, es que se concentra en diseñar, simular y documentar sistemas de una forma visual, sin una programación complicada o códigos difíciles de recordar.

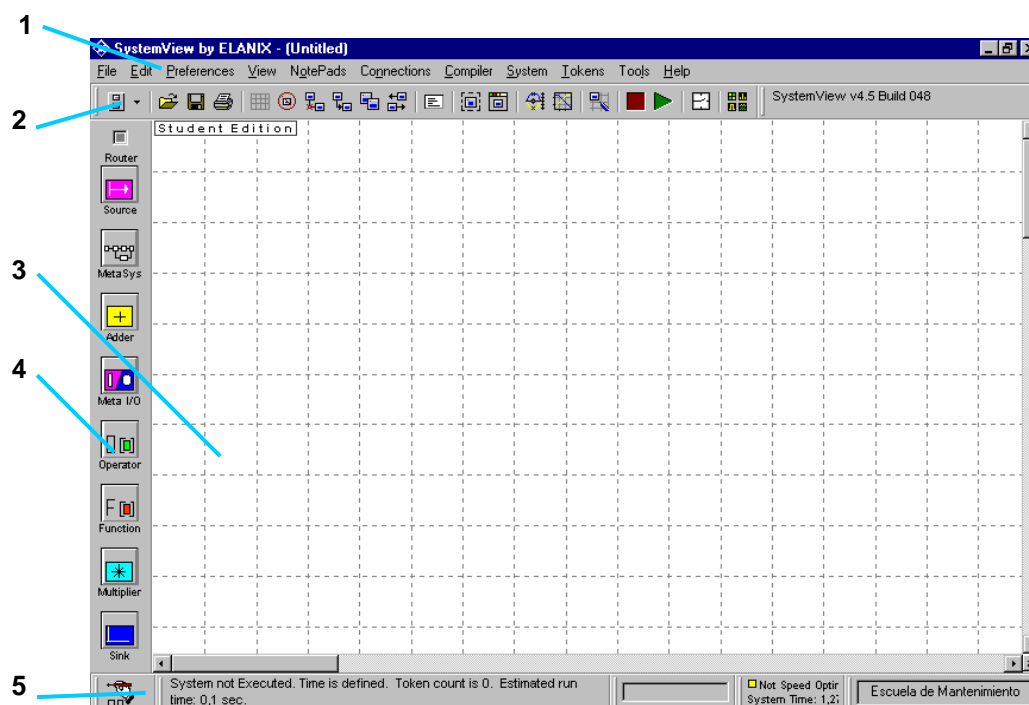


Figura 1.1 Aspecto general del programa

Al ejecutar el software SystemView, se puede observar la ventana que se muestra en la figura 1.1.

Se puede notar que el programa tiene varias áreas de edición, que son:

1. Barra de menús
2. Barra de herramientas
3. Área de trabajo
4. Barra de bloques (*tokens*)
5. Punta de prueba virtual

1.1.1 BARRA DE HERRAMIENTAS

La barra de herramientas permite acceder con facilidad a las operaciones más comunes relacionadas con un sistema. (Ver figura 1.2) Para conocer la funcionalidad de un determinado botón, se debe sostener el puntero del ratón sobre dicho botón. Al cabo de unos segundos aparece la descripción en inglés.



Figura 1.2 Barra de Herramientas de SystemView

La barra de herramientas tiene las siguientes funciones:



Elegir Librerías. Haciendo clic en este bloque aparecen sucesivamente las Librerías principales y las Librerías opcionales en la Barra de Bloques. Las Librerías son un grupo o conjunto de bloques agrupados por función. La flecha adyacente al bloque presenta un menú por el medio del cual se puede elegir entre los dos tipos de librerías, y también se da la opción de crear nuestras propias librerías personalizadas (*Custom Libraries*).



Abrir Sistema. Mediante esta función se podrá abrir un archivo de un sistema creado previamente. SystemView utiliza archivos con la extensión *.svu para guardar los sistemas de simulación.



Guardar Sistema. Esta función permite guardar el sistema actual en el área de trabajo.



Imprimir sistema. Función que permite la impresión de un sistema. Además permite seleccionar la alineación de la página, el tamaño del papel y más opciones referentes a la impresora.



Borrar / Limpiar el área de trabajo. Elimina absolutamente todos los bloques del área de trabajo.



Borrar objetos. Haciendo clic en este botón y después en un bloque del sistema se elimina el bloque seleccionado.



Desconectar un bloque de otro



Conectar dos bloques



Duplicar un bloque



Voltear un bloque en sentido horizontal



Nuevo campo de texto



Crear un Meta-Sistema



Ver Meta-Sistema. Esta función permite abrir un bloque de Meta-Sistema y visualizar su construcción interna, para su comprensión y/o edición.



Ver diagrama de polos y ceros del sistema



Ver diagrama de Bode del sistema



Redibujar el sistema. Vuelve a dibujar el sistema actual, útil en el caso de haberse producido algún error y parte del sistema no está visible.



Cancelar / Parar la simulación



Correr la simulación



Definir la temporización del sistema



Mostrar la Ventana de Análisis

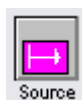
1.1.2 BARRA DE BLOQUES

Esta barra contiene los bloques utilizados en un sistema, agrupados por función.



Router

Enrutador. Tiene la función de dividir la señal por dos caminos, cuando así lo requiera el diseño. Se lo aplica para dirigir la misma señal por dos rutas distintas.



Source

Fuente. Contiene todos los bloques que actúan como fuente en un sistema de simulación, ya sea señales periódicas, no-periódicas, fuentes de ruido, y fuentes que permiten el acceso a datos externos. Cada sistema de simulación en SystemView debe tener por lo menos una fuente.



MetaSys

Meta-Sistema. Consiste en un bloque que puede contener dentro de sí mismo otro conjunto de bloques, formando así subsistemas. Con el uso de Meta-Sistemas, se pueden agrupar los distintos bloques por la función que éstos realizan, reduciendo visualmente el número de bloques presentados en la pantalla y formando así un sistema mucho más sencillo de entender.



Adder

Sumador. El bloque sumador realiza la suma de hasta 20 entradas, cuyo resultado pasa a una única salida. Los datos ingresados pueden tener cualquier formato numérico, aunque es recomendable que las señales de entrada tengan las mismas frecuencias de muestreo y escalas de tiempo para que la salida no sea errada.



Meta I/O

E/S de Meta-Sistema. Este bloque sirve como enlace de un Meta-Sistema con el exterior. Se debe posicionar un bloque de este tipo en un Meta-Sistema y definir si va a ser entrada (*Input*) o salida (*Output*). El número de

conexiones que pueda tener el Meta-Sistema con el exterior es igual al número de bloques de entrada-salida Meta I/O que posee.



Operador. Este bloque puede definirse para realizar una operación determinada con la entrada. Se los puede representar como $y(t)=\text{Operac}\{x(t)\}$, donde $x(t)$ es la señal de entrada en función del tiempo; $y(t)$ es la señal de salida. Entre las operaciones que realiza este bloque están: filtros, transformadas rápidas de Fourier, muestreo de la señal, funciones lógicas, integración y diferenciación, retardos, ganancia de la señal.



Función. Este bloque realiza una operación matemática con la entrada de la señal, que se puede sintetizar en la relación: $y(t)=F(x(t))$. Su funcionamiento es similar al bloque anterior, es decir su entrada es una señal en función del tiempo, a la cual modifica y entrega como resultado otra salida en función del tiempo.

Entre las funciones principales se tienen:

Funciones No-Lineales: Recorte de la señal, rectificación de media onda, de onda completa, cuantización.

Funciones Generales: Trigonométricas, promedio acumulativo, función personalizada (definida y escrita por el usuario).

Funciones Complejas: Producto y suma de complejos, conversión de sistema cartesiano a polar y viceversa, variación de la fase de la señal.

Funciones Algebraicas: Potenciación, división, funciones polinomiales, funciones estadísticas básicas.

Funciones de Fase / Frecuencia: Modulación de fase (PM) y frecuencia (FM).

Funciones de Multiplexación: Multiplexación y demultiplexación (extracción) de muestras.



Multiplificador. Este bloque da como resultado la señal producto de las señales de entrada. Acepta hasta 20 señales de entrada. Los datos ingresados pueden tener cualquier formato numérico, aunque es recomendable que las señales de entrada tengan las mismas frecuencias de muestreo y escalas de tiempo para que la salida no sea errada.



Sumidero. Al arrastrar este bloque al espacio de área de trabajo, se creará un sumidero. Una simulación de SystemView deberá contener uno o más bloques de sumidero, para analizar y/o visualizar la información. Están disponibles varios tipos de sumideros:

Análisis: Este tipo de sumideros recolecta los datos para poder ser visualizados en la ventana de Análisis. El sumidero Parada (*Stop Sink*) permite finalizar la simulación una vez que se cumple con un cierto parámetro.

Numéricos: Permiten visualizar el valor numérico de una señal en un tiempo determinado. Se puede escoger el tipo según nuestro propósito: para visualizar los valores en tiempo real, para visualizar el valor final, recopilación de datos estadísticos y, por último, se puede crear una lista de todos los valores de la señal durante la simulación, con sus respectivos tiempos.

Gráficos: Este tipo de sumideros permite visualizar los resultados directamente en el área de trabajo, sin tener que abrir la ventana de Análisis. Existen dos bloques en esta categoría, de los cuales el bloque de Tiempo Real (*Real Time*) tiene la característica de graficar los resultados paulatinamente en el transcurso de la simulación.

Exportación: Este tipo de sumideros permite guardar los datos en un archivo, para poder ser utilizados por otros programas o para ser reproducidos mediante el sistema de sonido del computador.

1.2 MANEJO BÁSICO DEL SOFTWARE SYSTEMVIEW

1.2.1 MANEJO DEL RATÓN

Para el manejo de SystemView, se sirve de operaciones del *mouse* o ratón que se pueden resumir en la tabla 1.1:

ClkIzq – Clic izquierdo del ratón	CtrlClk – Tecla Control + Clic izquierdo del ratón
ClkDer – Clic derecho del ratón	AltClk – Tecla Alt + Clic izquierdo del ratón
DbIClk – Doble clic izquierdo	ShiftClk – Tecla Shift + Clic izquierdo del ratón
	CtrlAltClk – Tecla Control + Tecla Alt + Clic izquierdo del ratón



Tabla 1.1 Combinaciones de teclado y ratón

1.2.2 GENERACIÓN DE BLOQUES

Para trasladar uno o varios bloques al espacio de trabajo, hay que hacer clic en un bloque genérico de la barra de bloques y arrastrarlo hasta el espacio de trabajo.

Otra forma de realizar la misma operación es hacer DbIClk en un bloque genérico y éste aparece en el espacio de trabajo.

1.2.3 CONEXIÓN DE BLOQUES


Se puede unir dos bloques presionando el botón , y luego presionando el bloque inicial y el bloque final. La manera más rápida de unir bloques es mediante el cursor del ratón: mantenga el cursor sobre el extremo derecho del bloque fuente hasta que cambie su forma a , ahora oprima el botón principal del ratón y arrastre el puntero al bloque destino; finalmente, suelte el botón. La conexión ya está hecha.

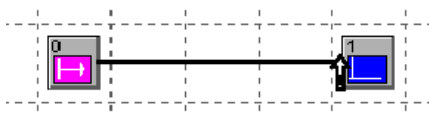



En algunos casos, cuando la fuente tiene varias salidas, se presenta un cuadro de diálogo, indicando cuál salida es la que se quiere conectar. Por ejemplo, con una

fuente senoidal, se tiene la opción de elegir una forma de onda seno o coseno como salida del bloque.

1.2.4 DESCONEXIÓN DE BLOQUES

Se puede desconectar bloques previamente unidos mediante el botón , luego seleccione el bloque inicial y el bloque final.



Una forma más rápida de hacer la misma operación es sostener el cursor del ratón sobre el extremo izquierdo del bloque final y esperar hasta que aparezca el cursor  que significa la desconexión de los bloques; luego, se debe presionar el ratón y arrastrar el cursor fuera del bloque de tal forma que la conexión desaparezca.

1.2.5 EDICIÓN Y REVISIÓN DE LOS PARÁMETROS DE UN BLOQUE

Los bloques de SystemView están codificados por colores, para indicar al usuario qué tipo de bloque es (Fuente, Sumidero, Función, etc.) Además cada uno de éstos presenta un ícono significativo para indicar la función del bloque. Los bloques que se arrastran inicialmente, no tienen todavía una función ni parámetros definidos y por lo tanto no van a realizar ninguna acción. Por ejemplo, se definirá la fuente y el sumidero del área de trabajo de modo que se tenga un *generador de ondas senoidales* y un *bloque de análisis*.

Si se hace DbIClk sobre el bloque Fuente (*Sink*), va a aparecer la ventana de la figura 1.3.

En esta ventana se puede elegir el tipo de fuente que se requiere y sus parámetros de funcionamiento. Se da DbIClk en el ícono de Sinusoide, y en el cuadro de diálogo se pueden definir sus parámetros: amplitud, frecuencia y fase de la señal. Para este ejemplo, se dan valores de:

Amplitud: 5 v
Frecuencia: 10 Hz
Fase: 0 grados

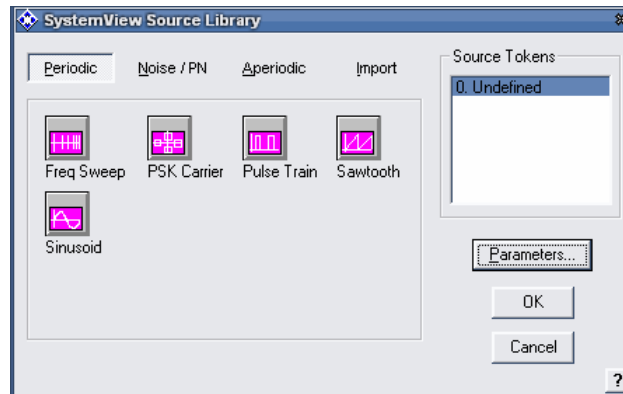


Figura 1.3 Ventana de la librería de fuentes

Se aceptan los valores ingresados (haciendo clic en OK) y se da DbIClk en el Sumidero (*Sink*), para definir sus valores. Aparecerá una ventana similar, con opciones un tanto distintas a las anteriores. (Ver figura 1.4)

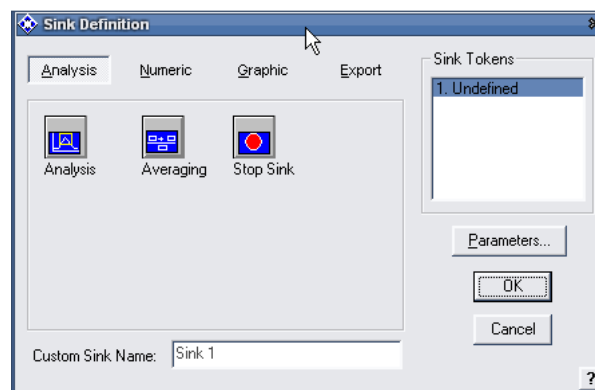



Figura 1.4 Ventana de la librería de sumideros

A continuación, se definen los valores para este bloque, para el caso en particular, se hace DbIClk en el ícono de Análisis. Así se obtendrá nuestro primer sistema de SystemView.

Para poder simular este sistema se necesita definir todavía unos pocos parámetros importantes, que son: el período de tiempo de la simulación y la frecuencia de muestreo del sistema.

Para ingresar estos parámetros, se hace clic en el ícono  y se accede a la ventana de Temporización del Sistema, tal como se indica en la figura 1.5.

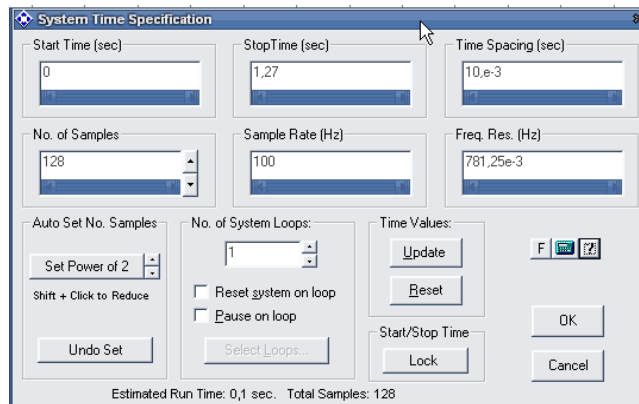



Figura 1.5 Ventana de Temporización del Sistema

Para especificar los parámetros del presente sistema, se ingresarán los siguientes parámetros en la ventana:

Tiempo Inicial:	0
Tiempo Final:	2 segundos
Frecuencia de Muestreo:	100 Hz


Los demás parámetros cambian de acuerdo a los ingresados, y así, al hacer clic en OK, el sistema está listo para ser simulado.


1.2.6 SIMULACIÓN DEL SISTEMA

Se puede simular el sistema haciendo clic en el ícono  o presionado F5. En la parte inferior de la ventana se presentará un indicador de estado, representando una aproximación del tiempo total que va a durar la simulación.

Recomendación: Para simular y acceder a la ventana de Análisis al mismo tiempo, se puede presionar la combinación de teclas Shift-F5.

1.2.7 VISUALIZACIÓN DE RESULTADOS – VENTANA ANÁLISIS

Para poder visualizar los resultados de la simulación, se hace clic en el ícono , o a su vez se presiona la combinación de teclas Alt-X.

A continuación aparece la ventana *Análisis* (ver figura 1.6), donde se puede visualizar resultados y modificar las gráficas resultantes. Para mostrar las gráficas del sistema, se hace clic en el ícono  en la parte superior izquierda de la ventana o se presiona Ctrl-N. Así, se obtienen las gráficas resultantes de la simulación.

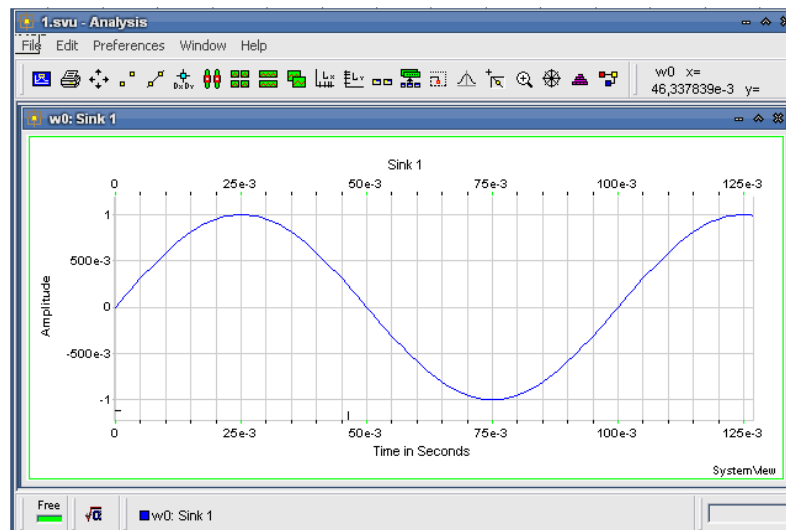


Figura 1.6 Ventana *Análisis* con gráfica de simulación

Si se han hecho cambios al sistema, se puede volver a graficar los resultados siguiendo los pasos anteriores o presionando F5 en la ventana de *Análisis*.

Así se ha hecho una breve descripción del software SystemView, y una introducción al manejo de este programa.

1.3 DESCRIPCIÓN DE LA FUNCIONALIDAD DEL PROGRAMA SYSTEMVIEW

1.3.1 VENTANA DE TEMPORIZACIÓN DEL SISTEMA

En esta ventana se pueden definir parámetros globales del sistema como son: el período de tiempo de la simulación y la frecuencia de muestreo.

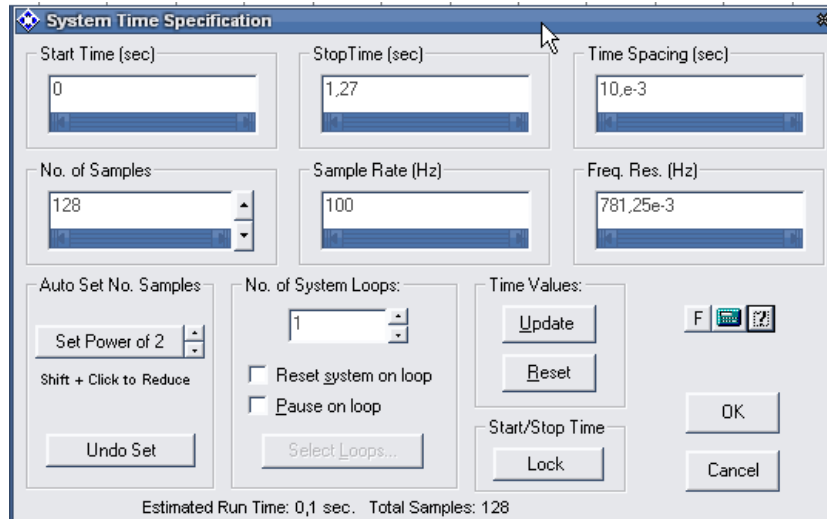


Figura 1.7 Ventana Temporización del Sistema

1.3.1.1 Frecuencia de muestreo (*Sample Rate*) / Período de Tiempo (*Time Spacing*)

SystemView es un sistema de simulación digital por naturaleza, al “correr” sobre un PC, que es digital. Los parámetros de frecuencia de muestreo y período definen la frecuencia de muestreo digital máxima a la cual trabaja la simulación. Si se desea simular sistemas analógicos, la recomendación es tomar una frecuencia de muestreo digital por lo menos *cuatro* veces más alta que la máxima frecuencia analógica del sistema.

La frecuencia de muestreo y el período de tiempo son dependientes entre sí. La relación es:

$$f_{muestreo} = \frac{1}{\text{Período de tiempo}} \quad (1.1)$$

1.3.1.2 Número de muestras (*No. of Samples*)

Indica el número de muestras digitales que se van a procesar durante la simulación. La expresión que permite determinar el número de muestras es la siguiente:

$$\text{No. de muestras} = (\text{Tiempo Fin} - \text{Tiempo Inicio}) \times \text{Frec. muestreo} + 1 \quad (1.2)$$

Si el resultado de esta fórmula no es un número entero de muestras, SystemView redondea el resultado al dígito entero más próximo. Si se cambia este valor, los demás valores de la ventana cambian de acuerdo con las siguientes reglas:

- Si el tiempo inicial y final **no están bloqueados**, al aumentar el número de muestras, también aumenta el tiempo final de la simulación.
- Si el tiempo inicial y final **están bloqueados**, al aumentar el número de muestras, aumenta la frecuencia de muestreo de la señal, y no los tiempos inicial y final.
- Si cambia el tiempo inicial o el tiempo final, el número de muestras también cambia.

1.3.1.3 Resolución de la frecuencia (*Frequency resolution*)

Este parámetro se calcula en base a la fórmula:

$$\text{Res. de la Frec.} = \frac{\text{Frecuencia de muestreo}}{\text{Num. de muestras}} \quad (1.3)$$

1.3.1.4 Botones de Actualizar / Resetear

El botón Actualizar permite actualizar la configuración de tiempo del sistema sin salir de la ventana.

El botón Resetear permite restaurar los valores de tiempo a la configuración guardada anteriormente.

1.3.1.5 Establecimiento automático del número de muestras

Este botón permite redondear el número de muestras actual a un número potencia de dos. Esta función es muy útil cuando se quiere hacer la transformada rápida de Fourier (FFT) de un sistema, ya que optimiza la velocidad de la simulación. Las flechas adyacentes a este botón permiten redondear el número actual de muestras a una potencia de dos, superior o inferior.

1.3.1.6 Número de iteraciones del sistema (*No. of System Loops*)

Esta característica de SystemView permite “correr” repetidamente un sistema, con diferentes parámetros en cada una de las iteraciones.


Por ejemplo, si en el sistema se tiene una fuente de ruido gaussiano, en cada una de las repeticiones se va a tener distintas señales de ruido. Esto es útil para hacer un análisis de los resultados de la señal haciendo repeticiones sucesivas de la simulación del sistema.

La opción Reestablecer Sistema en Repetición (*Reset System On Loop*), cuando está activada, reinicia todos los parámetros del sistema al estado original en cada una de las repeticiones. Al ser desactivada esta opción, los parámetros del sistema son recordados en cada repetición. Por ejemplo, si hay un bloque integrador o derivador en el sistema, el valor final de una repetición se convierte en el valor inicial de la repetición siguiente.

La opción Pausa en Repetición (*Pause on Loop*) facilita la visualización de los resultados, ya que permite visualizar las gráficas de las simulación en cada una de las repeticiones.

1.3.2 VENTANA DE ANÁLISIS DEL SISTEMA

La ventana de Análisis es la herramienta principal para visualizar, analizar, modificar y hacer cálculos con los resultados de las simulaciones con SystemView. Esta ventana tiene una serie de herramientas para facilitar la visualización de los resultados. Posee, además la herramienta Calculadora de Resultados (*Sink Calculator*), que permite hacer operaciones con las gráficas de resultados, hacer análisis espectral, calcular el BER de una señal digital, mostrar gráficas de Diagrama del Ojo y Diagrama de Constelación, entre otras opciones.

Para acceder a la ventana de Análisis haga clic en el ícono  en la ventana principal de SystemView.

La ventana de Análisis contiene gráficas, resultado de las simulaciones efectuadas por SystemView. Dichas gráficas se presentan en sub-ventanas

individuales, que pueden ser maximizadas, minimizadas o cerradas. Nótese que cada gráfica de resultados tiene su respectiva designación y título. (Ver figura 1.8) Esta designación será útil posteriormente, al utilizar la herramienta Cálculos de Sumidero.

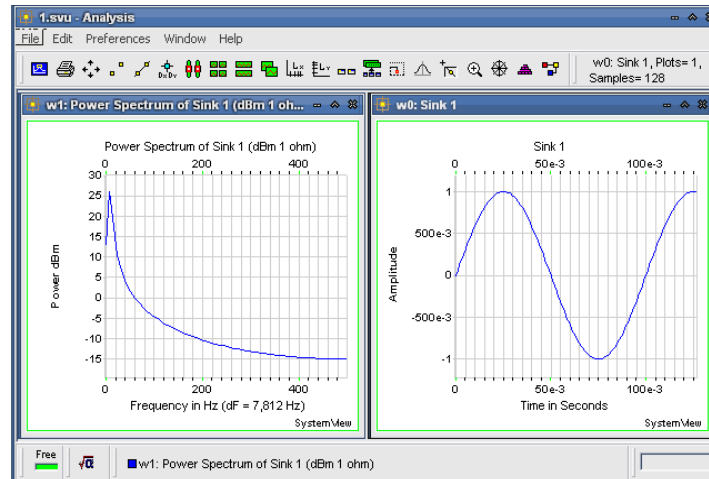



Figura 1.8 Ventana de Análisis del Sistema


Cuando se cierra una sub-ventana, la información de la gráfica no desaparece realmente, y puede ser recuperada y vuelta a graficar al presionar el botón  (Cargar Nuevos Datos). La opción de cerrar la sub-ventana tiene la ventaja de que se libera recursos del sistema y memoria, sin borrar los datos de la simulación.

1.3.2.1 Desplazamiento y zoom de las gráficas

Desplazamiento. Una vez que el gráfico ha sido aumentado con la herramienta de zoom, es posible desplazarse por el mismo al mover las barras de desplazamiento horizontales y verticales, o simplemente haciendo clic sobre al gráfico y desplazando el mismo.

Zoom. Para hacer zoom sobre una parte de interés de la gráfica simplemente haga clic y arrastre el cursor. El área seleccionada será aumentada en la sub-ventana del gráfico.

Nota: Si se tienen múltiples gráficas de una simulación, se puede hacer un zoom simultáneo en todas ellas. Para ello mantenga presionados Ctrl y Alt y haga clic y arrastre en una de las sub-ventanas gráficas. El zoom se realizará en todas las

sub-ventanas abiertas, con la misma escala y en la misma región del gráfico que en la ventana activa. Se vuelve a la gráfica original al presionar el ícono  (Reestablecer Zoom).

1.3.2.2 Herramientas de la Ventana de Análisis

La barra de herramientas contiene los siguientes botones:



Cargar Nuevos Datos. Permite volver a calcular y graficar los datos de todos los bloques tipo Sumidero del sistema. Al presionar este ícono, surge un cuadro de diálogo con tres opciones:

- *Recalcular las gráficas.* Carga los datos de la última simulación y grafica dichos resultados.
- *Correr simulación y graficar de nuevo.* “Corre” la simulación de nuevo y vuelve a presentar los resultados.
- *Cancelar.*



Imprimir.



Reestablecer Zoom. Reestablece la ventana activa anulando los parámetros de zoom. Redimensiona la ventana de tal forma para mostrar la gráfica completa.



Puntos Solamente. Al hacer clic sobre este botón, las gráficas se realizan únicamente con puntos sin ser unidos por líneas. Se desactiva esta opción haciendo clic una vez más en dicho botón.



Interpolación de primer grado. Aparecen líneas conectando cada uno de los puntos del gráfico. Los puntos aparecen graficados como círculos diminutos. Se desactiva esta opción haciendo clic una vez más en dicho botón.

Nota: Cuando ninguna de las dos opciones anteriores está activada, el resultado se grafica solamente con líneas.



Cursor diferencial. Aparece un marcador, que resulta útil para medir distancias relativas en un gráfico. Este marcador se puede mover a cualquier punto de la gráfica, haciendo clic en él y arrastrándolo a la posición deseada. Al mover el cursor del ratón aparece a su lado una pequeña ventana con información acerca de la distancia existente entre el marcador y la posición actual del cursor. La información se presenta como:

- Dx: Distancia entre el marcador y el cursor de ratón en el eje X.
- iDx: Inversa ($1/Dx$) de la distancia Dx.
- sDx: Distancia entre el marcador y el cursor de ratón, eje X, expresada en número de muestras.
- Dy: Distancia entre el marcador y el cursor de ratón en el eje Y.
- dB: $10 \cdot \log \frac{Y_{mouse}}{Y_{marcador}}$
- Ry: $\frac{Y_{mouse}}{Y_{marcador}}$

donde: Y_{mouse} : Posición actual del cursor del ratón en el sistema de coordenadas de la figura.

$Y_{marcador}$: Posición actual del marcador en el sistema de coordenadas de la figura.



Marcadores Verticales. Aparecen marcadores que facilitan para medir distancias en el eje X. Los dos marcadores verticales pueden ser movidos a la posición deseada al hacer clic y arrastrar con el ratón. (Ver figura 1.9)

Al mover los marcadores, se presenta información acerca de la ubicación los mismos:

- Dx: Distancia entre los dos marcadores en el eje X.
- iDx: Inversa ($1/Dx$) de la distancia Dx.
- sDx: Distancia entre los marcadores en el eje X, expresada en número de muestras.

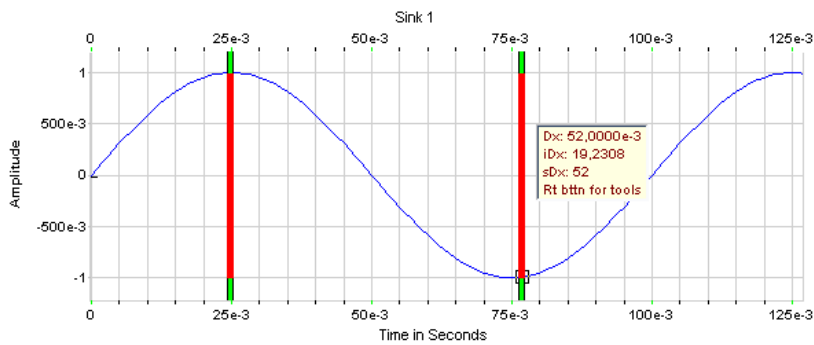


Figura 1.9 Funcionamiento de los Marcadores Verticales

Al hacer clic con el botón derecho sobre cualquiera de los dos marcadores, se presenta un menú en el cual se tienen las siguientes opciones :

- Calcular datos estadísticos del segmento de la gráfica entre los dos marcadores.
- Calcular el gráfico del espectro para el segmento seleccionado.
- Borrar el segmento seleccionado.
- Extraer el segmento en otra ventana gráfica
- Hacer superposición de segmentos de distintos intervalos de tiempo.
- Hacer un *zoom* al segmento seleccionado
- Mostrar los datos en una ventana transparente sobre las gráficas.



Mosaico vertical. Ordena las ventanas de las gráficas de forma vertical.



Mosaico horizontal. Ordena las ventanas de las gráficas de forma horizontal.



Cascada. Ordena las ventanas de las gráficas en cascada, es decir, una detrás de la otra.



Logaritmo del eje X. Establece escala logarítmica en el eje X. Haga otro clic para desactivar esta opción.



Logaritmo del eje Y. Establece escala logarítmica en el eje Y. Haga otro clic para desactivar esta opción.



Minimizar todas las ventanas.



Abrir todas las ventanas.



Animar. Esta opción grafica los resultados mediante un cursor animado. Puede ser útil cuando se tienen varias gráficas en una misma ventana. En la parte inferior de la ventana de Análisis aparece la opción de cambiar la velocidad de la animación.



Mostrar datos estadísticos. Esta opción muestra una pequeña ventana con información útil como la media y la desviación estándar de la señal. (Ver figura 1.10)

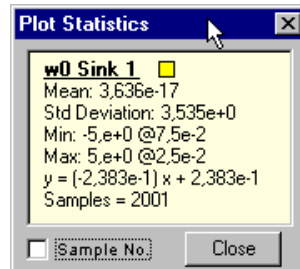



Figura 1.10 Ventana informativa





Herramienta Lupa (Microview). Esta herramienta facilita la visualización al proporcionar una pequeña ventana junto al cursor del ratón. Esta ventana se desplaza conjuntamente con el cursor y aumenta 5 veces la gráfica bajo el cursor lo que posibilita distinguir detalles minúsculos de la imagen.




Herramienta zoom. Al hacer clic en esta herramienta, el cursor se convierte en un recuadro. Se selecciona el área que se desea ampliar y se hace clic, con lo que inmediatamente se amplía el área seleccionada.

Nota: Se puede hacer *zoom* sin utilizar esta herramienta. Basta con hacer clic en la grafica y arrastrar el cursor, hasta formar un rectángulo. Inmediatamente, SystemView amplía el área seleccionada. Para recuperar la visualización de la gráfica original, se recurre al botón  (*Reestablecer Zoom*).

 **Grilla Polar.** Activa la grilla polar, útil para representar algunas gráficas.

 **Ventana del sistema.** Minimiza la ventana de Análisis y muestra la ventana principal de SystemView.

 **Ícono Calcular.** Se accede a la ventana de Cálculos de Sumidero, con herramientas y funciones para el análisis de la señal.

1.3.2.3 Ventana de cálculos

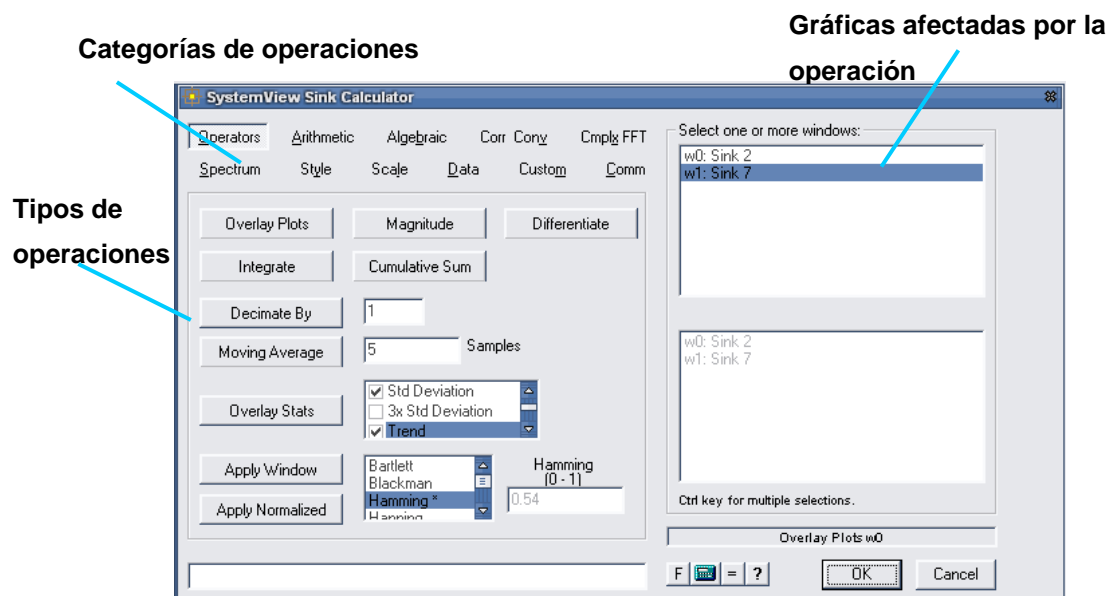


Figura 1.11 Aspecto de la ventana de cálculos

La ventana de Cálculos de Sumidero es un utilitario muy poderoso para el análisis de datos posterior a la simulación del sistema. Esta ventana permite realizar operaciones matemáticas y analíticas a una o varias gráficas de simulación. Para trabajar con esta ventana es necesario seguir tres simples pasos:

- Seleccionar la categoría general de la operación a realizar.
- Seleccionar la operación en sí.
- Seleccionar la o las gráficas que intervendrán en la operación.

En la figura 1.11 se muestra el aspecto de la ventana de Cálculos. Nótese la diversidad de categorías y operaciones disponibles dentro de cada categoría. Por su versatilidad, esta ventana es una de las herramientas más utilizada en SystemView para el análisis de datos.

Por ejemplo, se tiene la gráfica de una forma de onda senoidal en la sub-ventana identificada como: *w0: Sink1*, y se desea obtener la gráfica del valor absoluto de la señal. Para hacer esto simplemente se selecciona:

Categoría: Operators

Operación: Magnitude

Ventana: w0

Así, se puede obtener la gráfica de la función: $\text{abs}(w0)$

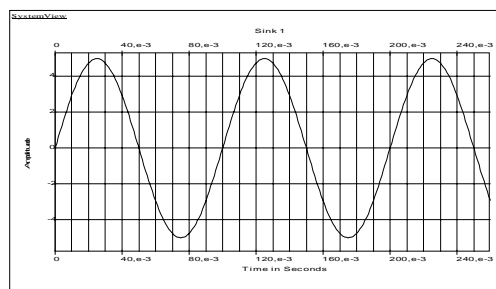
Para obtener la gráfica del espectro de potencia de una señal, simplemente se selecciona la siguiente operación:

Categoría: Spectrum

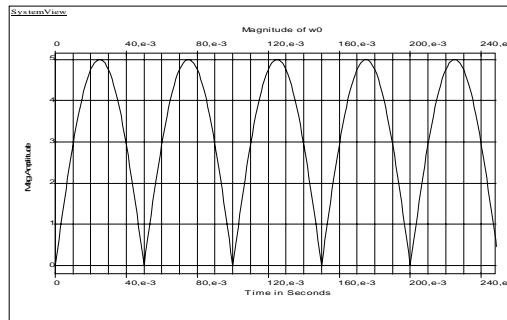
Operación: Power Spectrum (dBm in 50 Ohm)

Ventana: w0

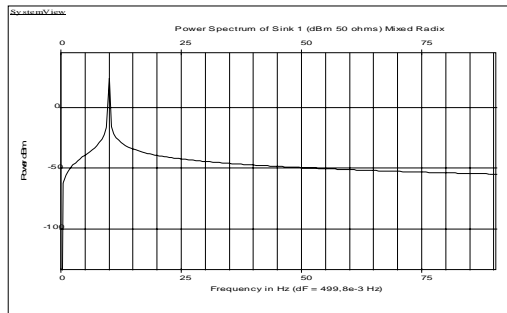
En la figura 1.12 se muestran las gráficas correspondientes a las operaciones realizadas.



(a) Señal Original



(b) Valor absoluto de la señal



(c) Espectro de potencia de la señal

Figura 1.12 Operaciones con señales de simulación

1.4 EJERCICIO DE REPASO

Utilizando las técnicas aprendidas, genere una fuente y un sumidero genérico. Se define a la fuente como senoidal, amplitud 5 voltios, frecuencia 10 Hz, y fase 0 grados. El sumidero va a ser de tipo Análisis. Las propiedades del sistema van a ser:

- Tiempo inicial: 0 seg.
- Tiempo final: 2 seg.
- Frecuencia de muestreo: 100 Hz

Simule el sistema y visualice las gráficas en la ventana Análisis.

Resolución:

Se realizó la simulación del sistema, obteniéndose una señal senoidal mostrada en la figura 1.13. Su puede notar que la gráfica de la onda senoidal está algo “cuadrada”, y además su amplitud máxima no llega a 5 en ningún punto. ¿Por qué ocurre este fenómeno?

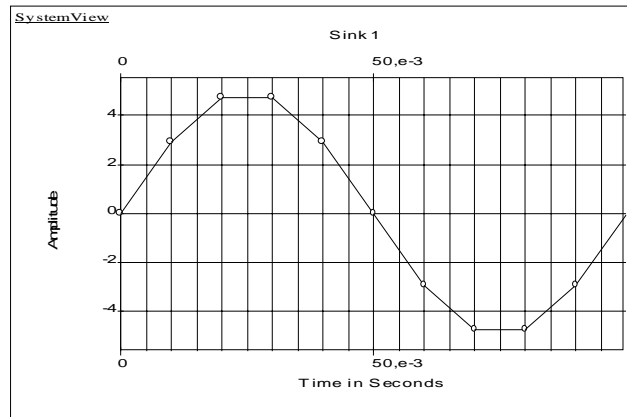


Figura 1.13 Gráfica de simulación ($f_s=100$ Hz)

Para responder a la pregunta anterior, se debe tomar en cuenta la frecuencia de muestreo del sistema. La frecuencia de muestreo que se estableció es de 100 Hz, lo que es suficiente para graficar la onda senoidal, sin embargo dicha onda va a tener trazos discontinuos. La amplitud de la señal no llega a 5 porque los puntos de muestreo de la señal no coinciden precisamente con los valores pico.

Para poder simular el sistema con más precisión, se deberá cambiar el parámetro de *Frecuencia de muestreo* a 1000 Hz en la ventana de Temporización del sistema y se vuelve a correr la simulación. Esta vez, la señal se nota más continua, y los picos de la señal llegan a los valores deseados. (Ver figura 1.14)

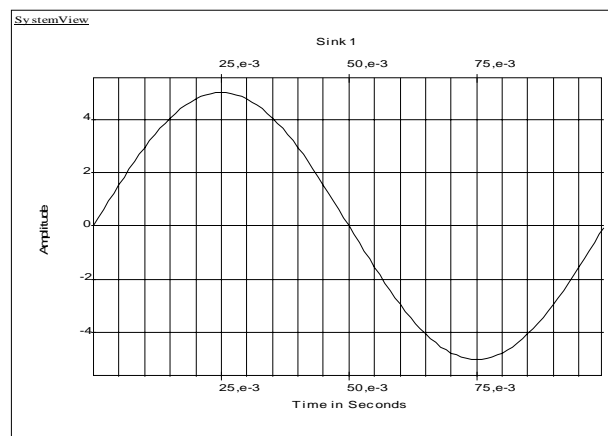


Figura 1.14 Gráfica de simulación ($f_s=1000$ Hz)

CAPITULO 2

CAPÍTULO 2

JUSTIFICACIÓN TEÓRICA

2.1 INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA

Este capítulo contiene el marco teórico utilizado en las simulaciones del Capítulo 3. Ambos capítulos siguen el mismo orden lógico y están constituidos por los siguientes temas o secciones:

- Teorema del muestreo y *aliasing*
- Códigos de línea
- Alteraciones de la señal
- Cuantificación del BER y generación de gráficos
- Codificación PCM
- Modulación digital ASK
- Modulación digital FSK
- Modulación digital PSK
- Modulación digital QAM

En algunos de los temas se detallan diagramas teóricos utilizados como referencia para el diseño de sistemas del Capítulo 3, y se describen componentes y bloques de SystemView.

2.2 TEOREMA DEL MUESTREO Y *ALIASING* ^{[4], [5]}

El “*aliasing*” es un fenómeno indeseado que puede ocurrir durante el muestreo y la cuantificación de una señal analógica.

El teorema del muestreo establece: “una señal de ancho de banda limitado, que no tiene componentes por encima de alguna frecuencia máxima f_m , puede ser luego reconstruida en forma unívoca si es muestreada a intervalos regulares de T_s segundos”, donde:

$$T_s \leq \frac{1}{2f_m} \quad (2.1)$$

que se puede expresar como:

$$f_s \geq 2f_m \quad (2.2)$$

conocido comúnmente como *criterio de Nyquist*, donde f_s (frecuencia de muestreo) es la llamada *tasa o frecuencia de Nyquist*. Este criterio es una condición teóricamente suficiente para que una señal analógica muestreada pueda ser reconstruida en forma unívoca.

Si se considera un proceso de muestreo ideal, el espectro $X_s(f)$ de la señal muestreada $x_s(t)$ es igual al espectro $X(f)$ de la señal analógica $x(t)$ pero con repeticiones periódicas de sí mismo cada f_s hertz.

La señal original puede luego ser reconstruida aplicando un filtro paso bajo que “capture” sólo el espectro de banda base de todo el espectro repetitivo originado por el muestreo. Si la frecuencia de muestreo es menor a la tasa de Nyquist, igualmente se obtiene un espectro repetitivo pero con superposiciones entre ellos, produciéndose un efecto llamado *aliasing* y que se ilustra en la figura 2.1. Este efecto produce una deformación del espectro original de la señal continua y por lo tanto la reconstrucción de la misma será una versión distorsionada de la señal original. Por supuesto, este efecto de *aliasing* es indeseado y puede prevenirse haciendo, por ejemplo, un sobremuestreo (figura 2.2) o un filtrado previo al muestreo (figura 2.3).

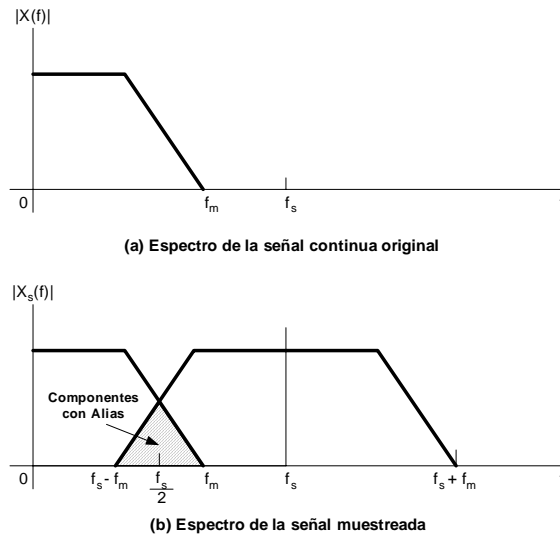


Figura 2.1 Efecto de *aliasing*

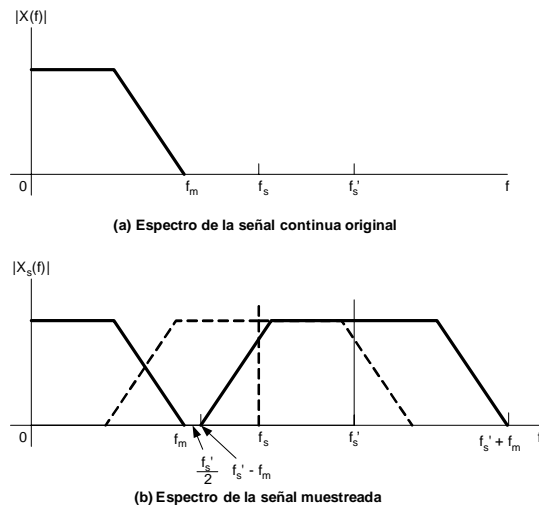


Figura 2.2 Eliminación de *aliasing* por sobremuestreo

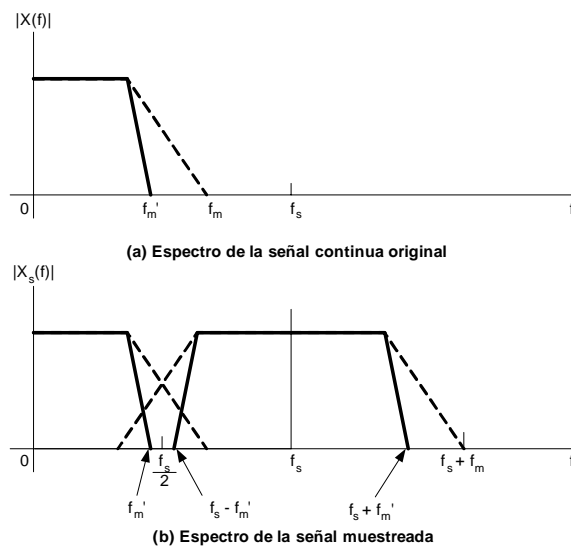


Figura 2.3 Eliminación de *aliasing* por filtrado previo de las frecuencias más altas

En conclusión, el fenómeno del *aliasing* se puede producir por dos causas:

- Muestreo por debajo de la frecuencia de Nyquist ($f_s \leq 2 \cdot f_{max}$)
- La señal analógica no tiene un ancho de banda limitado (no ha sido pasada por un filtro pasa-bajos)

2.3 CÓDIGOS DE LÍNEA

Los códigos de línea se pueden clasificar principalmente como:

1. Sin retorno a cero (NRZ)
2. Retorno a cero (RZ)
3. Codificadas en fase
4. Multinivel

Algunos de los códigos de línea más comunes son:

2.3.1 SIN RETORNO A CERO (NRZ)

El formato NRZ es probablemente el grupo más comúnmente utilizado. Éste puede ser subdividido en los siguientes subgrupos:

- *NRZ-L (L de nivel)*. Se utiliza extensivamente en la lógica digital. Un uno binario se representa con un nivel alto de voltaje y un binario cero con un nivel bajo de voltaje. Puede ser unipolar (cuando la señal cambia entre +V y 0v), o polar (cuando la señal cambia entre +V y -V).
- *NRZ-M (M de marca)*. Es utilizado principalmente en grabación sobre cinta magnética. Un uno lógico se representa con un cambio en nivel de voltaje anterior y un cero es representado sin cambio de nivel.
- *NRZ-S (S de espacio)*. Es el complemento de NRZ-M, es decir, un uno lógico se representa sin cambio en nivel y un cero se representa mediante un cambio de nivel de voltaje anterior.

- *NRZ-AMI*. Los unos se representan con pulsos de polaridad alternados, y los ceros se representan por la ausencia de pulso. AMI es la abreviatura del término inglés *Alternate Mark Inversion*.

2.3.2 RETORNO A CERO (RZ)

El formato RZ encuentra aplicación en la grabación magnética de datos. La subdivisión de RZ es la siguiente:

- *RZ unipolar*. En RZ unipolar, el uno binario se representa generalmente mediante un pulso con un ancho de mitad del intervalo del bit, y el cero es representado por la ausencia de pulso.
- *RZ bipolar*. Los unos y ceros binarios se representan normalmente con niveles de polaridad opuestos a la mitad del intervalo de bit.
- *RZ-AMI*. Los unos se representan con niveles de polaridad alternados a la mitad del intervalo de bit, y los ceros se representan por la ausencia de pulso.

2.3.3 CODIFICADOS EN FASE

La aplicación principal de tal subgrupo es en comunicaciones fibra óptica. El grupo de códigos codificados en fase se sub-clasifican de la siguiente forma:

- *Bi- ϕ -L (Bifase tipo L o por Nivel)*. El uno binario se codifica con un nivel alto en la primera mitad del intervalo del bit y un nivel bajo en la segunda mitad del intervalo del bit. El cero binario se codifica con un nivel bajo en la primera mitad del intervalo del bit y un nivel alto en la segunda mitad del intervalo del bit. También se lo denomina código *Manchester*.
- *Bi- ϕ -M (Bifásico Marca)*. Con este código siempre existe una transición al principio de cada intervalo del bit. El uno binario se codifica con una

segunda transición una mitad de intervalo de bit después. El cero binario se codifica con ausencia de la segunda transición.

- *Bi- ϕ -S (Bifásico Espacio)*. También con este código siempre existe una transición al principio de cada intervalo del bit. Un uno binario se codifica con ausencia de segunda transición. Un cero binario se codifica con una segunda transición una mitad de intervalo de bit después.
- *Código CMI*. Este código se caracteriza por utilizar distintos criterios al codificar unos y ceros lógicos. Los ceros lógicos se codifican con una transición de positivo a negativo en la mitad del período de bit. Los unos lógicos se codifican con niveles positivos y negativos de forma alternada.

La razón de ser de tan numerosa cantidad de códigos es la variedad de aplicaciones que requieren características y propiedades distintas a un código en particular. Para elegir un código en particular, algunos de los parámetros más importantes son:

1. *Componente de DC*. Eliminando la energía de DC del espectro de potencia de la señal, se habilita al sistema para el acoplamiento de alterna. Los sistemas magnéticos de grabación, o los sistemas con acoplamiento inductivo, tienen poca sensibilidad a componentes espectrales de muy baja frecuencia, y se pierden así las bajas frecuencias.
2. *Auto-sincronismo*. Un sistema digital de comunicaciones requiere sincronización de bit. Algunos esquemas de codificación tienen sincronismo inherente o características que auxilian a la extracción de la señal de reloj. Por ejemplo, la codificación Bi- ϕ -L tiene transiciones a la mitad de cada intervalo del bit, no importando si el dígito binario es uno o cero. Tal transición garantizada proporciona un medio de sincronismo.
3. *Detección de errores*. Algunos esquemas proporcionan los medios para la detección de errores sin la necesidad de introducir redundancia.

4. *Ancho de banda.* Algunos esquemas, como la codificación multinivel, incrementan la eficiencia de utilización del ancho de banda al permitir la reducción del ancho de banda requerido para una tasa de transmisión determinada; entonces existe más información transmitida por unidad de ancho de banda. Otros códigos, como los Bifase, tiene un ancho de banda grande, al poseer una gran cantidad de transiciones a la mitad del símbolo. La eficiencia espectral de estos códigos es más baja.
5. *Codificación diferencial.* Esta técnica es útil debido a que permite que la polaridad de las formas de onda codificadas pueda ser invertida sin afectar la detección de datos. En los sistemas de comunicaciones en donde las formas de onda experimentan inversión, ésta resulta ser una gran ventaja.
6. *Inmunidad al ruido.* Los diversos tipos de forma de onda PCM pueden ser caracterizados por su probabilidad de bit erróneo versus la relación señal a ruido. Algunos esquemas son más inmunes que otros. Por ejemplo, los esquemas NRZ son mejores en este aspecto que los RZ.
7. *Disipación de potencia.* En algunos sistemas en donde no se cuenta con una fuente de energía ilimitada o que se requiere optimizar el uso de la energía se requiere que el esquema de codificación PCM (*Pulse Code Modulation*) haga uso eficiente de tal recurso. Por ejemplo, los esquemas RZ son mejores en este aspecto que los NRZ.

2.4 ALTERACIONES DE LA SEÑAL ^{[4], [8], [10]}

2.4.1 CAUSAS DE ALTERACIONES EN LA SEÑAL

2.4.1.1 Efectos del Muestreo y Cuantificación

2.4.1.1.1 Ruido de Cuantificación

La distorsión es causada por el error de truncamiento (redondeo) producido al muestrear la señal. El proceso de muestrear y codificar una señal PAM (*Pulse*

Amplitude Modulation) conlleva descartar parte de la información de la señal analógica. Esta distorsión, causada por la necesidad de aproximar la señal analógica a las muestras digitales, es conocida como *Ruido de Cuantificación*; y es inversamente proporcional al número de niveles empleado en el proceso de cuantificación.

2.4.1.1.2 *Saturación del Cuantificador*

El cuantificador (o conversor analógica/digital) asigna L niveles para aproximar el rango continuo de valores con un conjunto finito de valores de salida. El rango de valores de entrada para los cuales el error de cuantificación es pequeño es llamado *rango de operación* del cuantificador. Si la señal de entrada excede este rango, la diferencia entre los valores de entrada y salida se torna grande, y se dice que el cuantificador está trabajando *en saturación*. Los errores de saturación, son superiores a los de cuantificación y deben evitarse a toda costa. Este fenómeno se puede evitar con el uso de circuitos de control automático de ganancia (AGC por sus siglas en inglés), que extienden el rango efectivo del conversor A/D.

2.4.1.1.3 *Jitter de temporización*

Se debe a la falta de uniformidad en la velocidad de muestreo del cuantizador. Si existe *jitter* en el proceso de muestreo, éste deja de ser uniforme. El efecto del *jitter* es equivalente a la modulación en frecuencia (FM) de la señal de banda base. Por lo general, el *jitter* es un proceso aleatorio, y su efecto es similar al ruido de cuantización. El *jitter* de temporización se puede controlar con un buen aislamiento de la fuente de poder de los equipos y una señal de reloj de referencia estable.

2.4.1.2 **Efectos del Canal de Transmisión**

El ruido térmico, la interferencia de otros usuarios, y la interferencia de los transitorios al conmutar los circuitos pueden causar errores en la recepción de los datos digitales. Se produce el llamado *efecto umbral*, que consiste en que

pequeñas variaciones en el nivel de ruido del canal pueden causar diferencias grandes en el comportamiento de todo el sistema. Si el ruido del canal es inferior, no se presentan problemas al reconstruir la señal y el único ruido presente al reconstruir la señal es el ruido de cuantificación. Por otro lado, si el ruido del canal es superior al umbral, se afecta a la capacidad de detectar los datos y se presentarán errores al reconstruir la señal.

2.4.1.3 Deslizamientos

Cuando los relojes de dos centros de comunicaciones diferentes funcionan de manera independiente uno del otro (este funcionamiento se denomina *plesiócrono*) produce deslizamientos cada cierto tiempo. Estos deslizamientos pueden producir la pérdida o repetición de tramas en el receptor.

Causas del deslizamiento. Los deslizamientos se clasifican en *controlados* e *incontrolados*. Los deslizamientos controlados se deben a diferencias entre los relojes; y los incontrolados a variaciones en el tiempo de transmisión. Por ejemplo, la variación en la posición del satélite, cambios en la longitud de los conductores metálicos por variación de temperatura, variaciones del índice de refracción en la atmósfera para los enlaces radioeléctricos o cambios en la longitud de onda de los láseres para fibras ópticas, producen variaciones en el tiempo de transmisión. Los cambios de fase rápidos, por encima de los 10 Hz, se denominan *jitter* o fluctuación de fase rápida. Los movimientos de fase lentos, denominados son denominados *wander*. Ambos fenómenos pueden producir deslizamientos en el proceso de transmisión.

Efectos del deslizamiento. Un deslizamiento puede producir los siguientes efectos sobre las señales de usuario:

TELEFONÍA. Se pierden octetos (muestras codificadas) que producen un impulso de ruido muchas veces inaudible debido a la elevada redundancia de la información existente en la comunicación telefónica.

DATOS DIGITALES. Se produce la pérdida de una trama de datos y obliga a la retransmisión de acuerdo con el protocolo de la red de datos que se trate. Esto produce interrupciones o demoras en la transmisión y congestión en el enlace.

MODEM DE DATOS. El efecto es más importante; un deslizamiento produce un salto de fase y provoca varios segundos de demora para recuperarse de la pérdida de fase de portadora.

FACSIMIL DE GRUPO 3. A la velocidad de 9600 bps se producen espacios en blanco de hasta 2 mm. de altura por cada deslizamiento.

VÍDEO DIGITAL. En este caso se pueden producir varios segundos de “congelamiento” de la imagen. El tiempo es dependiente del proceso y profundidad de la compresión utilizada.

Causas de *Wander*. Existen varias causas de fluctuación de fase. Por ejemplo, las fluctuaciones de fase lenta (*Wander*) son producidas por las variaciones del medio de transmisión. Un caso específico son las modificaciones del índice de refracción en la atmósfera que originan variaciones de velocidad de propagación en los radioenlaces. La modificación de la temperatura produce variaciones en la longitud de los conductores metálicos; también la variación de temperatura causa corrimientos en la longitud de onda de los láseres para fibras ópticas. Los movimientos del satélite en órbita introducen modificaciones del retardo en las comunicaciones satelitales por efecto Doppler (los satélites geo-estacionarios dibujan una figura de "8" de 75 km de diámetro a 36000 km de altura - equivalente a $0,01^\circ$).

Causas de *Jitter*. La inestabilidad del reloj a corto plazo (*Jitter*) se denomina **ruido de fase** del oscilador. El ruido de fase se observa como una modulación sobre armónicas del oscilador cuya envolvente se identifica con la densidad de potencia. Una causa importante de *jitter* es el proceso de armado de tramas (***jitter de justificación y puntero***). Cuando se multiplexan canales digitales se agrega

información adicional. Esto produce que en la demultiplexación, los datos sean emitidos en forma no periódica.

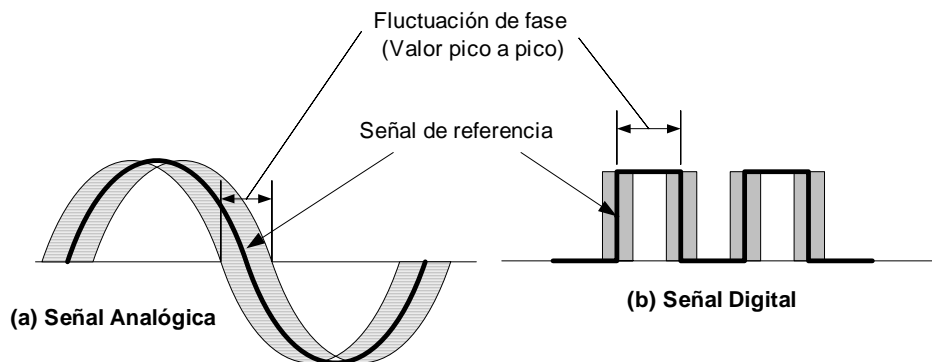


Figura 2.4 Formas de la Fluctuación de Fase (Jitter)

Consecuencias del Jitter. El *jitter* produce la incorrecta regeneración de la señal digital (errores) debido a que en tanto los datos se corren de fase, el reloj absorbe el *jitter* y no se mueve. Además se producen deslizamientos en las memorias *buffer* y la consiguiente pérdida de alineamiento de trama si el corrimiento es lento (*wander*) y de gran amplitud.

2.4.1.4 Interferencia Intersímbolo

Un canal de transmisión siempre tiene un ancho de banda limitado, y por este motivo, dispersa o extiende los pulsos digitales que pasan a través del mismo. Cuando el ancho de banda del canal es muy superior que el ancho de banda de los pulsos, la dispersión va a ser mínima. Si el ancho de banda del canal es cercano al de la señal, la dispersión excederá la duración del símbolo y va a causar que los pulsos se traslapen. Este traslape es llamado *interferencia intersímbolo* (ISI). Como toda fuente de interferencia, el ISI causa una degradación al rendimiento del sistema, especialmente a velocidades de transmisión altas. Es una forma impredecible de interferencia ya que el amplificar el nivel de la señal en el transmisor no garantiza disminuir los errores producidos por el ISI.

En el transmisor, los símbolos, representados por niveles de voltaje son codificados y filtrados para cumplir con esta restricción del ancho de banda. El canal de transmisión, por su lado, tiene reactancias distribuidas que distorsionan

los pulsos transmitidos. Los sistemas de transmisión inalámbricos pueden ser representados por canales de desvanecimiento que distorsionan impredeciblemente las señales transmitidas. Para compensar la distorsión producida tanto por el transmisor como por el canal de comunicaciones, el filtro del receptor se configura de forma que sea un filtro *ecualizador*, también llamado filtro *receptor/ecualizador*. La figura 2.5 ilustra un modelo del sistema de transmisión.

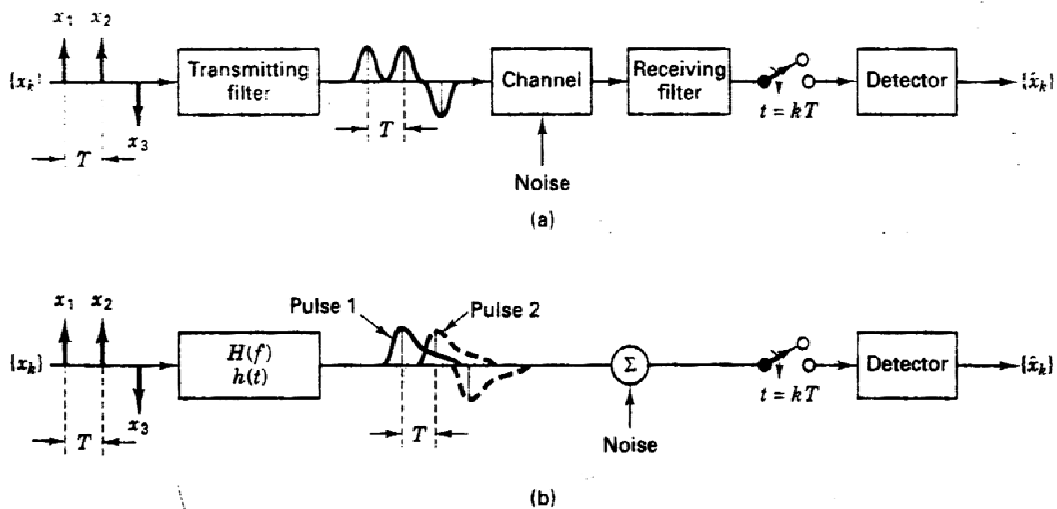


Figura 2.5 Interferencia Intersímbolo en el proceso de detección

(a) Sistema digital típico de transmisión en banda base

(b) Modelo Equivalente

La función de transferencia *total* del sistema de transmisión va a ser:

$$H(f) = H_t(f)H_c(f)H_r(f) \quad (2.3)$$

donde $H_t(f)$ representa el filtro del transmisor, $H_c(f)$ representa el filtrado del canal, y $H_r(f)$ representa el filtro receptor/ecualizador. $H(f)$, representa, por lo tanto, la función de transferencia del sistema completo, tomando en cuenta el filtrado en los distintos segmentos de la cadena transmisor/canal/receptor.

Cuando se utiliza señalización binaria, como NRZ, el receptor compara una muestra de la señal recibida con un nivel de umbral. Sin embargo, debido a los

efectos de filtrado del sistema, los pulsos recibidos pueden traslaparse entre sí, tal como se muestra en la figura 2.6.

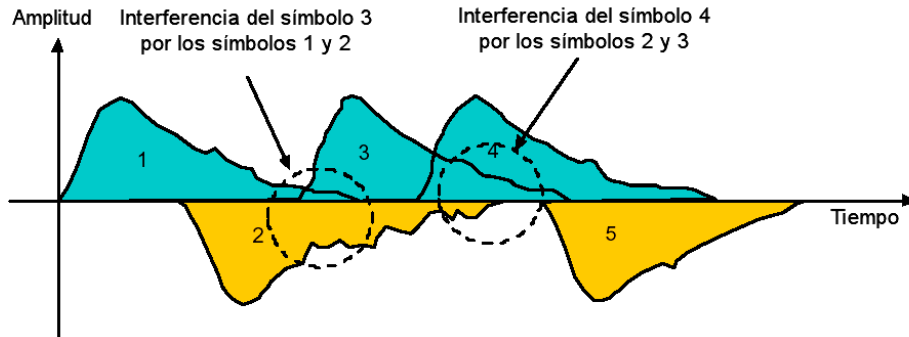


Figura 2.6 Dispersión de los símbolos en un medio de transmisión

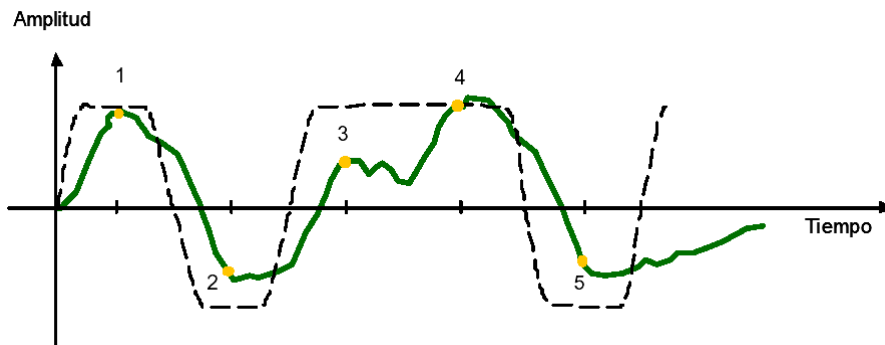


Figura 2.7 Señal recibida vs. Señal transmitida

Los rezagos de un pulso pueden “difuminarse” y afectar a los símbolos próximos, interfiriendo con el proceso de detección y degradando la tolerancia a errores. Este proceso es conocido bajo el nombre de Interferencia Intersímbolo (*ISI* por sus siglas en inglés). ISI se produce incluso en ambientes sin ruido, ya que se debe únicamente al filtrado y la distorsión del canal de transmisión. Por lo general, es posible medir $H_c(f)$, y el problema consiste en identificar $H_t(f)$ y $H_r(f)$, de forma que se minimice el ISI a la salida de $H_r(f)$.

Nyquist investigó la forma de diseñar una forma de pulso tal, que no se produzca ISI al detectar la señal. Él demostró que el ancho de banda teórico mínimo para detectar una señal de R_s símbolos por segundo sin ISI es de $R_s/2$ Hz. Esto ocurre cuando la función de transferencia $H(f)$ del sistema tiene una forma rectangular, como se muestra en la figura 2.8(a). Cuando la función de transferencia tiene

esta forma con un ancho de banda lateral de $1/2T$ (*Filtro ideal de Nyquist*), su transformada inversa de Fourier de $H(f)$ es de la forma¹ $h(t)=\text{sinc}(t/T)$, mostrada en la figura 2.8(b). Este pulso con forma $\text{sinc}(t/T)$ es conocido como *Pulso ideal de Nyquist*, y consiste de un lóbulo principal y lóbulos secundarios que se extienden infinitamente en ambos sentidos.

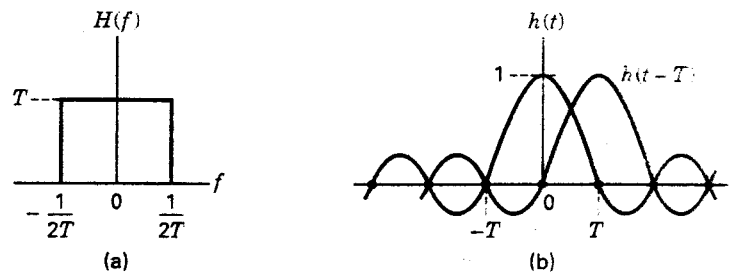


Figura 2.8 Teorema de Nyquist:

(a) Función de transferencia $H(f)$ (Filtro ideal de Nyquist)

(b) Forma del pulso transmitido $h(t)$ (Pulso ideal de Nyquist)

Nyquist demostró que con esta forma de los pulsos, es posible evitar el ISI. La figura 2.8(b) muestra cómo realizarlo. Supóngase dos pulsos sucesivos, que son $h(t)$ y $h(t-T)$. Incluso si el pulso $h(t)$ tiene infinitos lóbulos secundarios, la figura muestra que el lóbulo secundario de $h(t)$ cruza por cero, en el instante de muestreo del pulso $h(t-T)$. Igualmente, los lóbulos secundarios de estos dos pulsos cruzarán por cero en el instante de muestrear cualquier otro pulso de la secuencia $h(t-kT)$, donde $k = \pm 1, \pm 2$, etc. Por lo tanto, si se respetan los instantes de muestreo exactos, no va a existir ISI.

La conclusión de este ejercicio es que para un sistema de comunicación con un ancho de banda de $R_s/2$ Hz es posible transmitir R_s símbolos/s sin ISI (Teorema de Nyquist). Por lo tanto, para un sistema ideal, la tasa de símbolos por Hz es de 2 símbolos/s/Hz. En la práctica, no es posible construir un filtro ideal como el de Nyquist, pero se puede hacer una aproximación a éste.

¹ La función $\text{sinc}(t)$ se define como $\text{sinc}(t) = \sin(t)/t$

Las razones de la imposibilidad de hacer un filtro ideal de Nyquist son las siguientes:

- En el dominio del tiempo, un pulso ideal de Nyquist tiene colas de infinita extensión que se extienden al infinito en ambos sentidos. En la práctica solamente es posible diseñar una aproximación al pulso ideal, con extensión finita. Pero esta aproximación induce un error y deja pasar el ISI.
- Las colas del pulso ideal de Nyquist decrecen a una razón de $1/x$. Si existiera un error en la temporización, estas colas introducirían un error en el muestreo de la señal. Se requiere de temporización muy precisa para evitar los errores de muestreo.

Los nombres de “Filtro de Nyquist” y “Pulso ideal de Nyquist” son ampliamente utilizados para describir a toda la gama de filtros o formas de pulso que permiten tener un nivel de cero ISI en los instantes de muestreo. Entre todas las clases de filtros de Nyquist, los más conocidos son el Coseno Levantado y Raíz de Coseno Levantado.

2.4.1.5 Filtro Coseno Levantado

Ésta es una clase de filtro propuesto por Nyquist y realizable en la práctica. El pulso sinc(t) ya mencionado posee un ancho de banda de W_0 , donde W_0 se define como:

$$W_0 = \frac{1}{2T_s} \quad (2.4)$$

El filtro coseno elevado tiene un ancho de banda ajustable que puede variar de W a $2W$. Por lo general se prefiere un ancho de banda cercano a W . El factor α relaciona el ancho de banda de este filtro con el ancho de banda ideal W .

$$\alpha = \frac{W}{W_0} - 1 \quad (2.5)$$

donde W_0 es el ancho de banda mínimo de Nyquist, W es el ancho de banda absoluto del filtro Coseno Elevado. (Ver figura 2.10)

El factor α se denomina factor de *roll-off*, e indica el exceso del ancho de banda sobre el ancho de banda ideal. Mientras este factor sea más pequeño, más eficiente va a ser la transmisión. El porcentaje de AB en exceso sobre el mínimo W va a ser de 100% para un *roll-off* de 1 y de 50% para un *roll-off* de 0.5. Una forma alternativa de expresar el ancho de banda efectivo es:

$$W = \frac{1}{2}(1 + \alpha)V_s \quad (2.6)$$

Los valores de *roll-off* típicos utilizados en comunicaciones varían de 0,2 a 0,4. Se prefiere utilizar valores de *roll-off* bajo.

Un pulso coseno levantado se define en el dominio del tiempo como:

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right)}{2\pi} \cdot \frac{\cos(2\pi\alpha t)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{\pi}\right)^2} \quad (2.7)$$

El primer término de la ecuación hace referencia a un pulso de Nyquist, mientras que la segunda parte es la corrección hecha a este pulso. El pulso de Nyquist provee a la señal de cruces por cero necesarios para extraer la temporización de la señal. El término del coseno reduce la amplitud de los lóbulos secundarios del pulso de Nyquist. El ancho de banda obtenido es variable, depende del factor α y puede estar entre $\frac{1}{2} V_s$ y V_s .

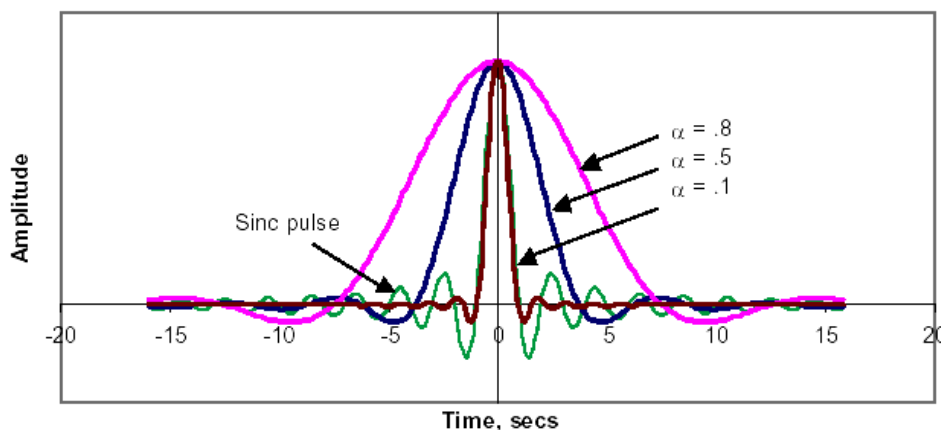


Figura 2.9 Respuesta en tiempo del filtro coseno levantado

En el dominio de la frecuencia, la respuesta de este filtro es:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{para } |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \\ \cos^2 \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left(|f| - \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \right) & \text{para } \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & \text{para } |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases} \quad (2.8)$$

Este filtro es llamado coseno levantado, porque la respuesta en frecuencia tiene una función coseno, aunque existen otras formas de expresar algebraicamente este filtro.

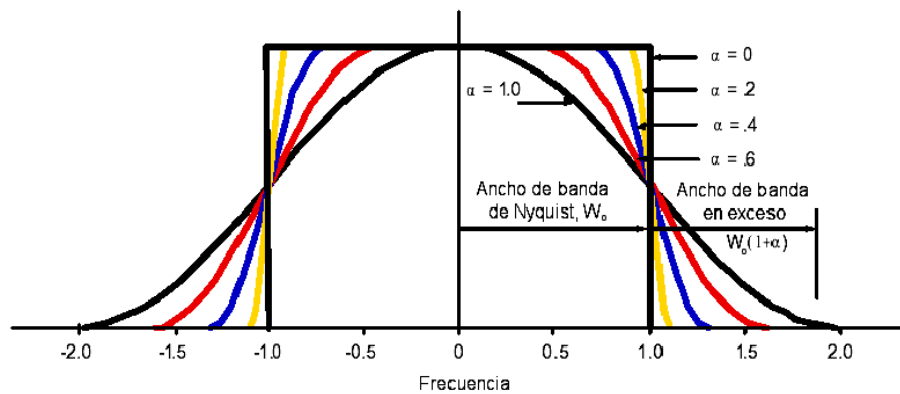


Figura 2.10 Respuesta en frecuencia del filtro coseno levantado a pulsos de $V_s=1$

La respuesta en frecuencia de este filtro se acerca a la forma rectangular del pulso de Nyquist. El ancho de banda es mayor al de Nyquist en un factor de $(1+\alpha)$, tal como se puede observar en la figura 2.10.

2.4.1.6 Filtro Raíz de Coseno Levantado

Para implementar un filtrado tipo Coseno Levantado en un sistema de comunicaciones, se divide dicho filtro en dos partes. Cuando se hace esta división, cada una de las partes se llama Raíz de Coseno Levantado. En realidad, se podría disponer de un solo filtro Coseno Levantado en la transmisión, pero la

práctica ha demostrado que la concatenación de dos filtros en la transmisión y la recepción funciona mejor.

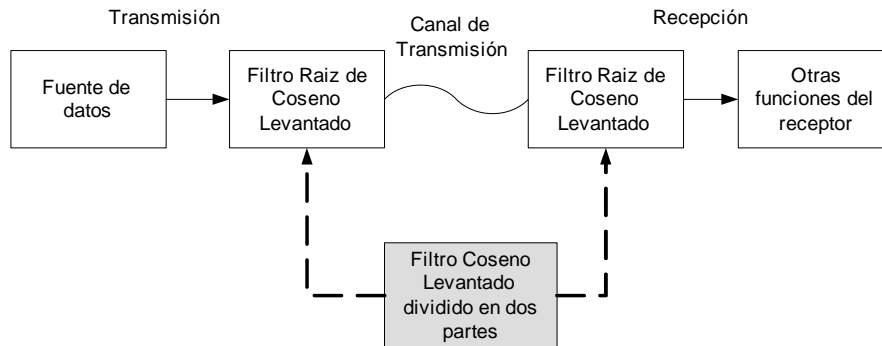


Figura 2.11 Separación del filtro Coseno Levantado en dos filtros Raíz de Coseno Levantado en la transmisión y la recepción

La respuesta de frecuencia de este tipo de filtro está dada por:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{para } |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \\ \left\{ \cos \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left(|f| - \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \right) \right\} & \text{para } \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & \text{para } |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases} \quad (2.9)$$

La respuesta combinada de dos de estos filtros concatenados, da como resultado un filtro Coseno Levantado.

2.4.2 DIAGRAMA DEL OJO

Un Diagrama del Ojo es un gráfico que resulta de la medición de la respuesta de un sistema de comunicaciones a una señal aleatoria de banda base. El procedimiento para obtener este diagrama se resume a lo siguiente: En el canal vertical del osciloscopio se conecta la señal digital captada por el receptor. En el canal horizontal, se conecta una onda tipo “diente de sierra” a una frecuencia igual a la velocidad de señal de la secuencia digital. En otras palabras, se fija la

base de tiempos (frecuencia horizontal) del osciloscopio a la velocidad de la señal.

Este procedimiento hace que la pantalla del osciloscopio sobreponga las formas de onda de cada período de la señal a una sola gráfica de familia de curvas en el intervalo de tiempo $[0, T]$. La figura 2.12 ilustra el Diagrama del Ojo obtenido a partir de una señal bipolar NRZ.

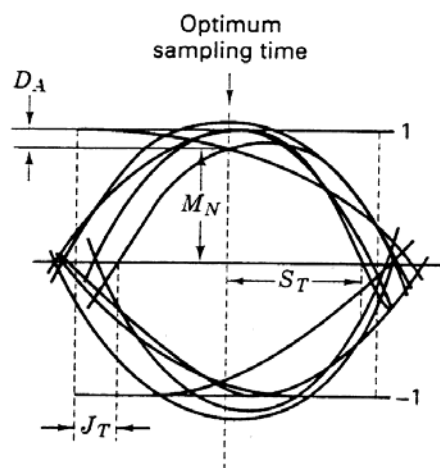


Figura 2.12 Diagrama del Ojo

Ya que la fuente de datos utilizada es pseudoaleatoria, los símbolos producidos van a ser positivos o negativos, y la persistencia del tubo de rayos catódicos muestra un patrón en forma de ojo. El ancho de la apertura del centro indica el período de tiempo en que se puede hacer un muestreo para la detección del nivel de la señal. El punto óptimo de muestreo corresponde a la parte central del ojo, donde la abertura vertical es la más grande. Aquí se tiene el mayor margen de protección contra ruido.

Si no se produce filtrado de la señal, es decir, si el ancho de banda del sistema es infinito, entonces la respuesta del sistema serán pulsos de forma rectangular. En este caso, el patrón se parecerá más a un rectángulo o caja. En la figura 2.12, se puede apreciar que:

- El rango de amplitud señalado por D_A es la medida de la distorsión causada por el ISI.

- El rango de tiempo señalado por J_T , existente entre los cruces por cero de diferentes señales es la medida del *jitter* del sistema.
- M_T indica el margen de defensa contra el ruido.
- S_T indica el margen de defensa contra errores de muestreo.

El uso más práctico del diagrama del ojo es analizar cualitativamente el nivel de ISI del sistema de comunicaciones. Si el ojo está “cerrado”, el ISI es grande; con un ojo “abierto”, el ISI es relativamente despreciable.

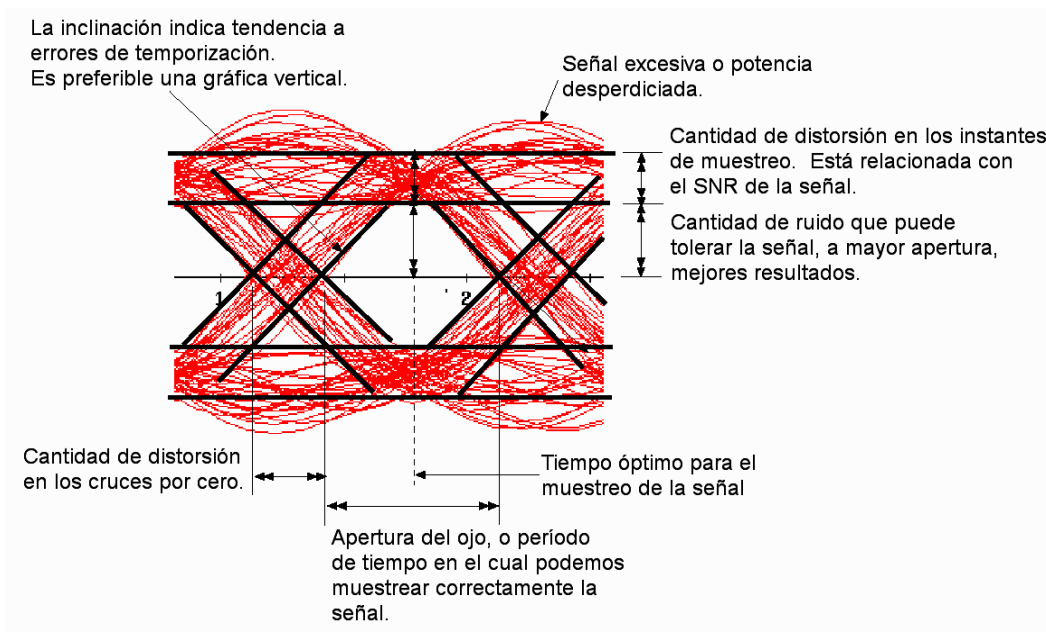


Figura 2.13 Diagrama del Ojo y su significado

2.5 CUANTIFICACIÓN DEL BER Y GENERACIÓN DE GRÁFICOS^[3]

Una figura de mérito importante en los sistemas de comunicaciones digitales es la tasa de bits errados (BER por sus siglas en inglés: *Bit Error Rate*). SystemView provee de herramientas útiles para la cuantificación de este parámetro y para la graficación de curvas de BER para un determinado sistema de comunicaciones.

Esto posibilita la comparación cuantitativa de dos o más esquemas de comunicaciones con el propósito de determinar la tolerancia a errores y la

robustez de un esquema de comunicaciones con respecto a uno diferente. La teoría se dividirá en dos partes:

- Cuantificación de la tasa de Bits Errados, y
- Obtención de gráficos de curvas de BER vs. SNR

2.5.1 CUANTIFICACIÓN DE TASA DE ERROR DE BITS

Para este tipo de cálculos, SystemView dispone de un bloque especial, ubicado dentro de la librería de comunicaciones, llamado:



Contador de BER

Este bloque calcula la tasa de bits errados (BER) de un sistema de comunicación, teniendo como señales de entrada la secuencia de bits enviados (que se considera como patrón) y la secuencia de bits recibidos.

Los parámetros que se pueden definir en este bloque son:

N_o : Número de bits de prueba utilizado para calcular la tasa de error [bits]

T : El umbral de voltaje a comparar para diferenciar un 1_L de un 0_L [V]

Offset : Período de tiempo a ignorar antes de iniciar el cálculo de BER.

Entradas del bloque:

- Datos decodificados del sistema de comunicaciones.
- Datos “verdaderos” que generan la secuencia de datos decodificados.

Salidas del bloque:

- BER
- Promedio Acumulativo
- Errores Totales

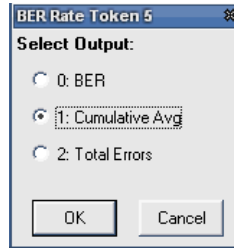


Figura 2.14 Salidas del bloque BER en SystemView

La salida Errores Totales, da el número total bits errados durante el transcurso de la simulación.

La salida Promedio Acumulativo se refiere a la relación:

$$\text{Promedio Acumulativo} = \frac{\text{Número de total de Bits Errados}}{\text{Número total de Bits en la simulación}} \quad (2.10)$$

La salida BER toma en cuenta el tamaño del intervalo de prueba (N_0) que se especifica en este bloque, para calcular el valor del BER, de la siguiente forma:

$$BER = \frac{\text{Número de Bits Errados en el último intervalo de } N_0 \text{ bits}}{\text{Número de bits en el último intervalo } (N_0)} \quad (2.11)$$

Este bloque acepta una señal de entrada que tiene una muestra por cada bit de datos. Esto significa que cada muestra que ingresa a dicho bloque corresponderá a un bit de datos. Para cada bit de datos, el bloque BER compara los datos “verdaderos” y los decodificados con respecto al umbral. Si el dato decodificado y el verdadero son diferentes entre sí, se detecta un error.

El bloque cuenta el número de errores N_e sobre el número de bits probados N_0 y obtiene el valor resultante de la división N_e/N_0 . Este resultado se presenta en la salida BER. El proceso continúa con los siguientes intervalos (bit por bit) hasta terminar con la simulación. Por ejemplo, si se requiere calcular la tasa de error de Bytes o palabras, se puede definir N_0 al tamaño de palabra requerido. Cuando se requiere calcular la tasa de errores en toda la simulación, se puede acceder a la salida Promedio Acumulativo. Si se requiere visualizar estos datos numéricamente, es necesario insertar un bloque sumidero tipo Valor Final (*Final Value*), que muestra el último valor calculado en la simulación.



El Offset es un espacio de tiempo utilizado para retrasar el proceso de conteo del BER. Esto posibilita considerar el retraso de grupo que existe a través de todo el sistema de comunicaciones, debido a filtros, codificadores con redundancia, etc. El conteo del BER empieza después de este retraso inicial y calcula el primer valor después del número de intentos especificado anteriormente.

Por lo general, cuando se simula un sistema de comunicaciones que tiene esquemas de modulación, se va a tener señales tales que múltiples muestras corresponden a un bit de información digital. El bloque BER, por el contrario espera una entrada digital de una muestra por bit. Si se dispone de una fuente de datos con una velocidad de V bps, se tiene que volver a muestrear la señal digital a una frecuencia de muestreo V . Esto resulta en una secuencia de datos con una muestra por bit.

El proceso de volver a muestrear la señal se puede realizar con los bloques Muestreo y ReMuestreo disponibles en la sección de Operadores. Recuerde que las dos entradas al bloque BER, tanto la de datos “verdaderos” como la de “decodificados” deben tener el formato de *una muestra por bit de dato*.



Por la existencia de retardos de grupo en la simulación, generados por filtros, codificadores y otros, la secuencia de datos de salida puede estar desplazada en el tiempo con respecto a la secuencia de entrada. El bloque BER necesita que ambas secuencia estén alineadas en el tiempo (deben tener la misma fase y velocidad de transmisión) para trabajar apropiadamente.

Para corregir los retardos de grupo experimentados los datos recibidos, la secuencia de datos de entrada debe ser retrasada. Para este efecto, se puede

utilizar un bloque Retardo de Muestra (*Sample Delay*) que se encuentra dentro de la sección de Operadores.



Una vez ubicado este bloque, se debe establecer su parámetro de retardo en 0 muestras. Se tiene que hallar exactamente el número de muestras en las que la secuencia de salida se desfasa con relación a la secuencia de la entrada. Para este fin, se debe obtener como resultado las gráficas de las dos secuencias, utilizando un Sumidero de Análisis para cada una.



A continuación, se debe simular el sistema y activar la ventana de Análisis. Dentro de ésta, utilice la ventana de Cálculos y busque la operación Correlación Cruzada (*Cross Correlation*). Especifique como parámetros de la correlación, la gráfica de la secuencia de inicio y la secuencia final. Esta operación encuentra la similitud o correspondencia entre las dos gráficas. El pico de correlación indica que las dos gráficas son semejantes, pero con cierto desfase. Para saber el número de muestras en las que se desfazan las gráficas, se hace clic con el botón derecho del ratón y se accede a la opción Estadísticas (*Statistics*). Hay que activar la opción *Sample No.* para que las estadísticas se presenten en número de muestras. El parámetro *Max* indicará el pico de correlación, y por lo tanto, el número de muestras a desfazar con el bloque Retardo de muestra. (Ver figura 2.15)

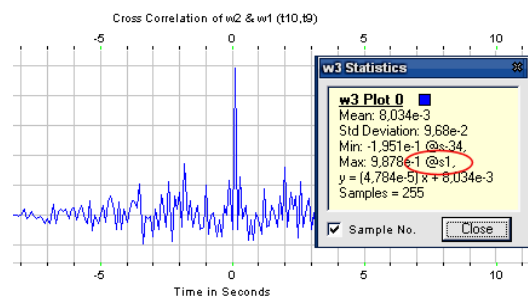


Figura 2.15 Resultado de la operación Correlación Cruzada

2.5.2 OBTENCIÓN DE GRÁFICOS DE CURVAS DE BER VS. SNR

Para generar las curvas de BER, se deben tomar dos parámetros de trabajo: Tasa de Bits Errados (BER) y Energía de Bit sobre Densidad de Ruido (E_b/N_o). Se trata de crear un modelo en SystemView, y “correr” la simulación varias veces (iteraciones), de forma que el parámetro E_b/N_o aumente paulatinamente con cada iteración. Mientras aumenta E_b/N_o , el valor del parámetro BER disminuirá. Las gráficas de curvas de BER vs. SNR reflejarán

2.5.2.1 Parámetros del bloque de Ruido

El primer paso es calibrar el parámetro E_b/N_o (en W/Hz). Para una señal en banda base, por definición se tiene que:

$$\begin{aligned}\frac{E_b}{N_o} &= \frac{A^2 T}{N_o} \\ &= \frac{A^2}{N_o R}\end{aligned}\tag{2.12}$$

donde A es la amplitud de la señal digital, mientras que $R = \frac{1}{T}$ es la velocidad de transmisión de la señal digital. Se debe definir un valor de E_b/N_o para la fuente de ruido de la simulación, de tal forma que el parámetro E_b/N_o sea de 0 dB, es decir:

$$\begin{aligned}\frac{E_b}{N_o} &= 1 \\ \therefore N_o &= \frac{A^2}{R}\end{aligned}\tag{2.13}$$

Se tiene que ingresar este valor calculado de N_o en la fuente de ruido de la simulación, (este valor se expresa en W/Hz en 1 Ohmio). Así, si no hay ninguna atenuación, E_b/N_o es de 0 dB, mientras que si se tiene una atenuación de $-T$ dB de la fuente de ruido, E_b/N_o va a ser de T dB.

2.5.2.2 Parámetros del bloque de Ganancia

El control y la variación paulatina del parámetro E_b/N_0 pueden ser realizados por un bloque de ganancia, insertándolo a continuación de la fuente de datos, o a continuación de la fuente de ruido. Es preferible la última opción, para no modificar la amplitud de la señal de datos.

2.5.2.3 Parámetros del bloque BER

A continuación, se definen los parámetros del bloque BER, como son:

- Umbral de voltaje
- *Offset*
- Número de Bits de Prueba (igual a 1)

Para obtener el valor del BER para el tiempo total de la simulación, se debe utilizar la salida Promedio Acumulativo del bloque. Se utiliza un bloque sumidero del tipo Valor Final, ya que el único valor de BER que se necesitará se calcula al final de la simulación.

La cantidad de muestras en la simulación va a depender del nivel aproximado de BER en el sistema en particular. Por ejemplo, con un BER de 1×10^{-3} , se debe tener por lo menos 1×10^4 ensayos o pruebas para que los datos obtenidos sean estadísticamente correctos.

Una forma de generar curvas de BER es configurar un número grande de ensayos, obteniendo así un número de ensayos suficiente para lograr cuantificar el BER más bajo (p. ej. 1×10^{-6}). Sin embargo, este gran número de muestras no es recomendable al tener niveles del BER más grandes. Este problema puede ser resuelto mediante un contador, que “corre” la simulación, mientras no se ha acumulado un determinado número de errores. En este caso, el número de ensayos va a ser variable, dependiendo del caso, y a cada nivel de BER, se “corre” la simulación solo el tiempo indispensable para obtener una buena estimación estadística. Así se optimizan recursos de tiempo y procesamiento.

El bloque BER tiene una salida que provee el conteo de errores. Esta salida (llamada Errores Totales) se conecta a un sumidero (*Stop Sink*). La configuración de este último es que la simulación vaya a la siguiente iteración cuando se alcance un nivel determinado. Por ejemplo, si se define este valor como 15, después de encontrar 15 errores, la simulación avanzará a la siguiente iteración, esta vez con otros parámetros.

En la ventana de Temporización del Sistema (ver figura 2.16), hay que definir un tiempo de simulación suficientemente grande para estimar incluso los niveles de BER más bajos que se deseen. Cada iteración “correrá” entonces hasta que se alcance el número de errores configurado, o hasta que se complete el tiempo especificado. Además, en esta ventana, se configurará el número de iteraciones del sistema. Mientras más iteraciones se tienen, mejor va a ser la forma del gráfico de BER, pero la simulación se hace más lenta.

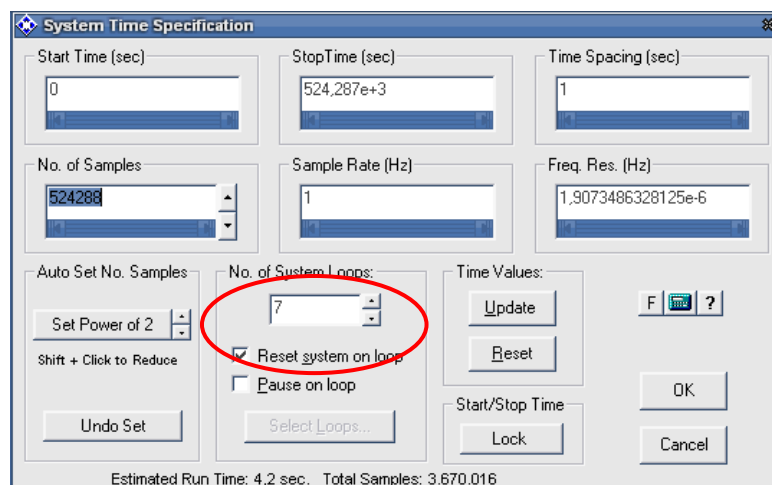


Figura 2.16 Ventana Temporización del Sistema

Para controlar el parámetro E_b/N_0 del sistema, acceda al menú Herramientas (*Tools*) y seleccione la opción Enlace de Parámetros Globales (*Global Parameter Link*). (Ver figura 2.17) Mediante esta opción, se puede definir determinados parámetros de los bloques, de tal forma que varíen dependiendo de la iteración actual del sistema.

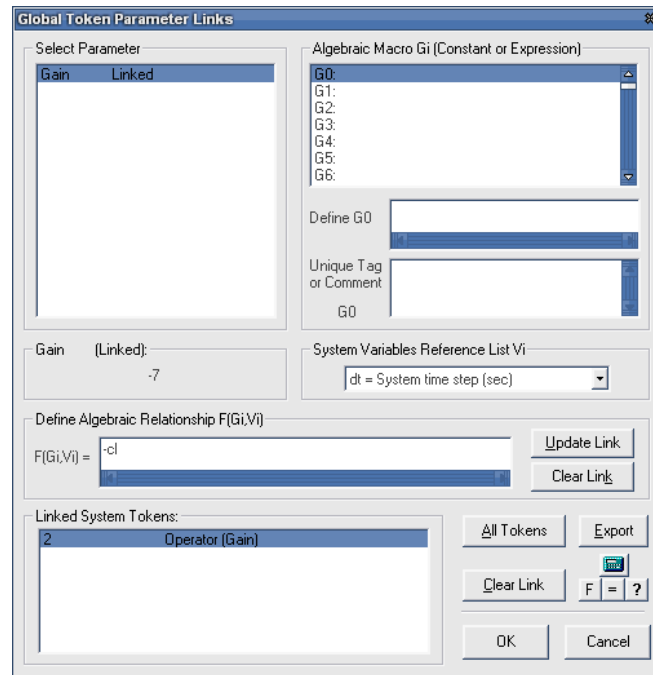


Figura 2.17 Ventana Enlace de Parámetros Globales.

En esta ventana, se busca el nombre del bloque de Ganancia (*Gain*). En el panel $F(G_i, V_i)$ se escribe una expresión algebraica que controle la ganancia del bloque de Ruido Gaussiano. Por ejemplo, si se quiere comenzar con E_b/N_0 con un valor de 4 dB e incrementarlo 2 dB en cada iteración; entonces se debe aplicar la ecuación:

$$F(G_i, V_i) = -2 * cl - 2 \quad (2.14)$$

donde: *cl* –variable predefinida de la ventana de Enlace Parámetros Globales y se refiere al número de iteración actual.

Con esta ecuación, la energía del ruido es de -4 dB en la primera iteración y disminuye 2 dB en cada iteración posterior. Al mantener la energía de la señal constante, el parámetro E_b/N_0 aumenta con cada iteración.

En la figura 2.18 se presenta el sistema simulado para la obtención de gráficas de BER. Consiste en un sistema de transmisión en Banda Base, con ruido gaussiano que contamina la señal de datos. En este sistema, no fue necesario realizar un re-muestreo de la señal, para ingresar las secuencias al bloque BER, ya que la frecuencia de muestreo de todo el sistema es igual a la velocidad de transmisión

de los datos digitales. El sistema planteado está en el archivo *BER2.svu*, para su comprensión y simulación.

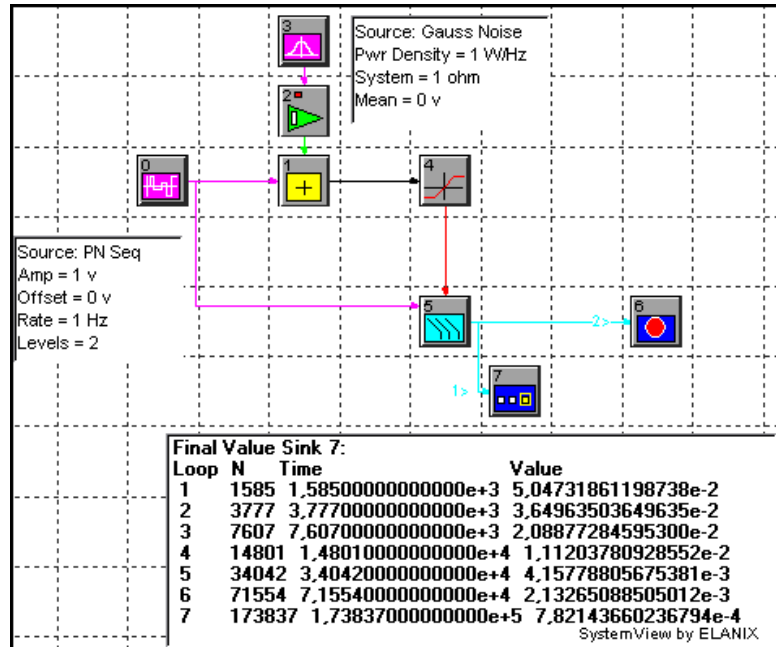


Figura 2.18 Sistema *BER2.svu*.

2.5.2.4 Graficación de Curvas de BER vs. SNR

Una vez simulado el sistema, en la ventana de Análisis se obtiene el gráfico de los valores de BER vs. tiempo. Éstos son los valores que se tienen en cada una de las iteraciones del sistema, correspondiente al sumidero Valor Final. El objetivo es graficar los valores de BER vs. Relación Señal – Ruido.

Para este fin, se debe acceder a la ventana de Análisis, y a su vez, a la ventana de Cálculos. Una vez allí, se accede a la pestaña de Estilo (*Style*) y Gráfica de BER (*BER Plot*) y se especifica un nivel de SNR inicial y su incremento para cada iteración. Se aplican los cambios, e inmediatamente se puede visualizar la nueva gráfica de BER vs. SNR. (Ver figura 2.20)

Nota: El valor de SNR va a ser equivalente numéricamente a los valores de atenuación de ruido definidos en la ventana Enlace de Parámetros Globales, pero con signo contrario. Por ejemplo, si la atenuación de ruido inicial es de -4 dB, el SNR inicial es de 4 dB.

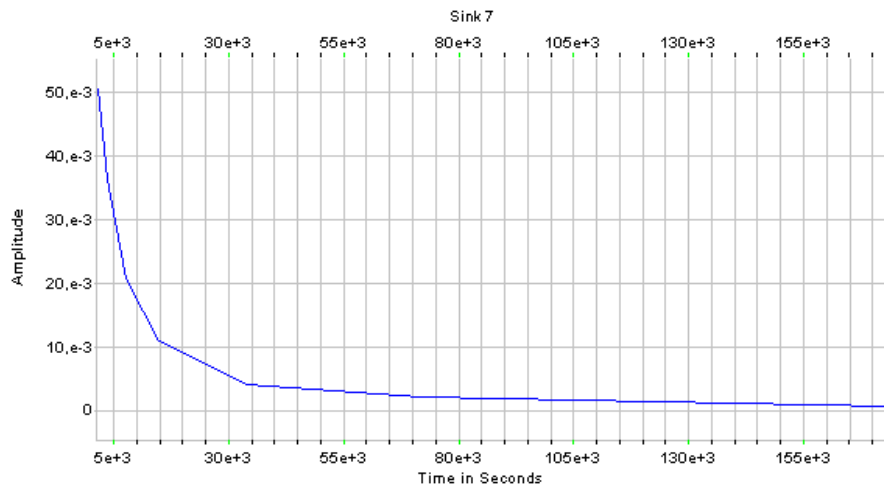


Figura 2.19 Gráfica de los valores de BER obtenidos en cada iteración

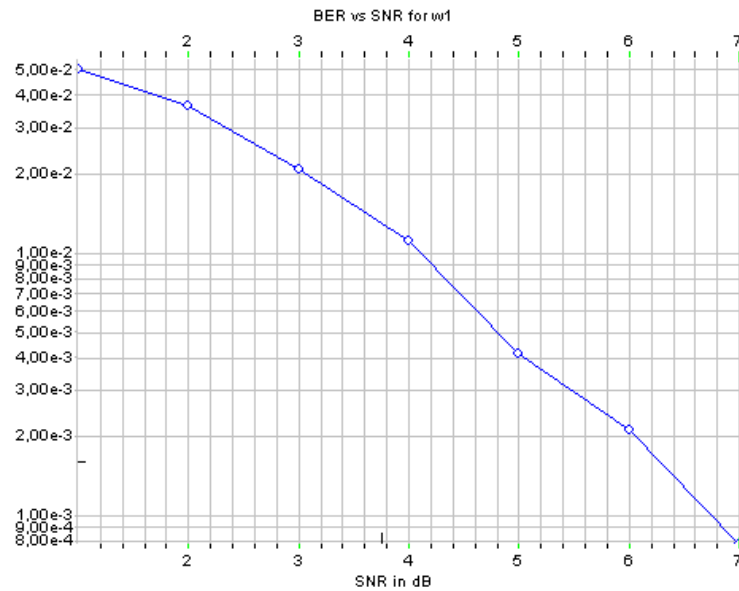


Figura 2.20 Gráfica BER vs. SNR obtenida

2.6 CODIFICACIÓN PCM [4], [5], [9]

2.6.1 CODIFICACIÓN DE UNA SEÑAL ANALÓGICA

La fuente de información puede presentarse de varias maneras. Puede estar ya en formato digital, con lo cual se puede suprimir el proceso de formateo. Puede ser información de tipo texto, con lo cual la conversión a dígitos binarios se hace usando un código de conversión. O bien la información puede presentarse en

forma analógica, con lo cual el formateo se hace siguiendo los tres pasos: **muestreo, cuantificación y codificación**. En todos los casos siempre el objetivo es obtener una secuencia de dígitos binarios, aptos para ser transmitidos en un sistema de Comunicación Digital.

2.6.2 FORMATEO DE INFORMACIÓN ANALÓGICA

Si la información se presenta en forma analógica ya no es posible usar una codificación directa como en el caso del texto. Es necesario primero discretizar la señal analógica, es decir, tomar muestras de ella, para luego convertirla a un formato digital. Hay cuatro métodos principales para convertir información analógica en formatos de pulsos, aunque se terminará hablando de uno solo de ellos que es el más usado, por no decir el único. Estos cuatro métodos son:

1. **PWM** o modulación por ancho de pulso (*Pulse Width Modulation*). El ancho de cada pulso varía conforme varía la amplitud de la señal analógica.
2. **PPM**. Dentro de un *slot* de tiempo determinado, se varía la posición de un pulso de ancho constante, conforme varía la amplitud de la señal analógica muestreada.
3. **PAM**. Esto es *modulación por amplitud de pulso (Pulse Amplitude Modulation)* y consiste en una secuencia de pulsos de ancho constante y amplitud variable, esta última de acuerdo a la variación de amplitud de la señal analógica.
4. **PCM**. Esto es *modulación por código de pulso (Pulse Code Modulation)*. Consiste en muestrear la señal analógica y asignarle a cada muestra un número binario de longitud fija (por ejemplo 8 bits).

De los cuatro métodos mencionados el más usado es el PCM.

El problema principal de la codificación consiste en conservar la calidad de la información al cuantificar una señal analógica (con valores infinitos de amplitud) a una señal digital (con valores finitos).

2.6.3 HISTORIA Y APLICACIÓN

La modulación por código de pulso o PCM, fue desarrollada en 1937 por la AT&T en sus laboratorios de París. Fue patentada por A. Reeves-1939. K.Cattermole-1962 fue quien propuso la **ley A** de codificación para PCM. Sin embargo, la modulación PCM no comenzó a difundirse hasta la década del 60, época en que comenzó el desarrollo de la electrónica de estado sólido.

Hoy en día se utiliza esta técnica en las transmisiones telefónicas. Si bien el término PCM hace referencia a una modulación en realidad no se trata de eso sino más bien de un caso de codificación de fuente. En PCM los pulsos son de amplitud y duración fijas.

2.6.4 DESCRIPCIÓN DEL FUNCIONAMIENTO

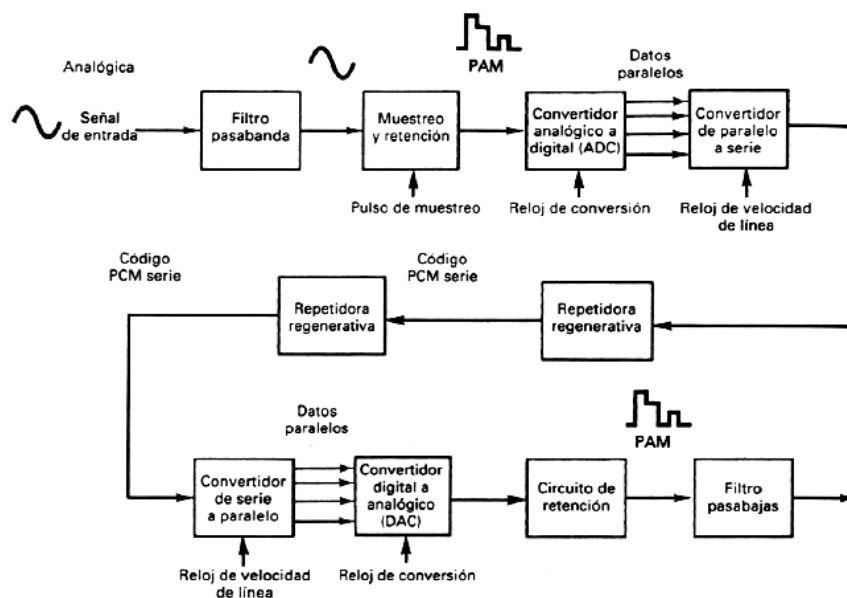


Figura 2.21 Diagrama en bloques simplificado de un sistema de transmisión PCM

La figura 2.21 muestra el funcionamiento de un sistema de transmisión con codificación PCM. La señal analógica pasa por un filtro pasabanda para eliminar toda posibilidad de *aliasing* al momento del muestreo. A continuación, pasa por un bloque de muestreo y retención (*sample and hold*) que toma muestras a intervalos periódicos y convierte la señal analógica en una señal PAM de varios niveles. El ADC (Conversor Analógico-Digital) convierte las señales PAM en

señales PCM con n bits por cada muestra PCM. Estos n bits son datos digitales paralelos y se convierten luego a un formato serie para transmitirse por el canal de comunicación. Sobre éste se colocan repetidores que regeneran la señal. Finalmente, en el receptor, se desarrolla el proceso inverso al recién descrito.

Como se ve, el vínculo entre la forma de onda analógica y su versión muestreada viene dado por un proceso de muestreo. Este proceso se puede implementar de varias maneras, siendo el más popular el método *sample and hold*. En este proceso se toma una muestra de la señal analógica y se la mantiene constante hasta la toma de la siguiente muestra, repitiéndose indefinidamente el proceso. El resultado de esto es, como se dijo antes, una modulación por amplitud de pulsos o PAM en Inglés, ya que puede ser visto como una secuencia de pulsos con amplitudes variables acordes con el valor de la muestra. La recuperación de la señal analógica original en el receptor, se logra, bastante bien, mediante un filtrado (concretamente un filtro paso-bajo).

La razón principal por la que la señal PAM no puede ser transmitida directamente por un canal digital es que cada muestra obtenida continúa siendo analógica. Es decir, la amplitud de cada muestra puede tener un valor cualquiera perteneciente a un conjunto infinito de valores, cuando en realidad lo que se necesita es tener muestras cuyas amplitudes pertenezcan a un *conjunto discreto y finito de valores*. Por lo tanto, para llegar a obtener la señal PCM se debe *cuantificar* la señal. Esto, sin duda alguna, va a conducir a una pérdida de fidelidad en la reconstrucción de la señal, ya que al cuantificar lo que se hace es “redondear” hacia arriba o hacia abajo el valor de cada muestra obtenida en la señal PAM. Por lo tanto, dos muestras, que al ser cuantificadas son iguales, corresponderían a un mismo valor analógico reconstruido cuando en realidad ambas podrían pertenecer a dos valores analógicos originales diferentes.

2.6.5 CUANTIZACIÓN UNIFORME

En la figura 2.22 se muestra un cuantizador lineal de L niveles para una señal analógica con tensión pico a pico $V_{pp} = V_p - (-V_p) = 2V_p$ voltios. Los pulsos

cuantificados tienen valores positivos y negativos. El paso de cuantización es q voltios. Cuando los niveles de cuantización se distribuyen uniformemente sobre todo el rango, se habla de cuantización lineal o uniforme. Cada valor muestreado de la señal analógica es redondeado dentro del intervalo de cuantización. Esta aproximación tendrá un error, que no será mayor que $q/2$ en la dirección positiva o $-q/2$ en la dirección negativa. Por lo tanto, la degradación máxima de la señal debido a la cuantización es de $\pm q/2$ voltios.

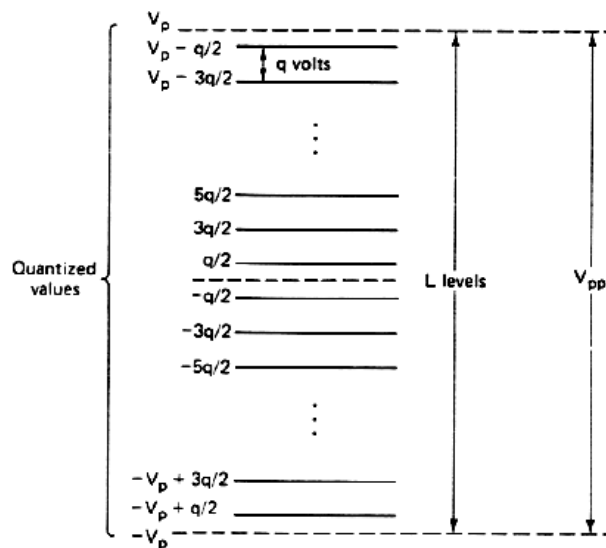


Figura 2.22 Niveles de cuantización

La relación señal/ruido mejora con L , el número de niveles de cuantización. Si hipotéticamente L se aproxima a infinito entonces el ruido de cuantización tiende a desaparecer.

La fuente de información ya muestreada y cuantificada en L niveles es ahora digitalmente codificada en una *palabra* de n bits (siendo $n = \log_2 L$). Es decir, a cada nivel L le corresponderá un número binario de n bits. Para la transmisión en banda base esta palabra es transformada en una forma de onda digital.

2.6.6 CÓDIGO BINARIO UTILIZADO EN PCM

El código binario utilizado en PCM se llama *código binario doblado*. El bit más significativo se utiliza para indicar la polaridad de la señal (1 : Señal positiva; 0 : Señal negativa). Los demás bits se utilizan para indicar la magnitud (amplitud) de

la señal de entrada. Un ejemplo de este código binario se puede apreciar en la tabla 2.1. Excepto por el bit de signo, los códigos en la mitad inferior de la tabla son la imagen reflejada de los códigos en la mitad superior. Además, hay dos códigos asignados a cero voltios: 100 (+0) y 000 (-0). Para este ejemplo, la magnitud del tamaño mínimo del escalón es 1 V. Por lo tanto, el máximo voltaje que puede codificarse con este esquema es de +3 V (111) o -3 V (011).

Signo	Magnitud	Nivel	Decimal
1	1 1		+3
1	1 0		+2
1	0 1		+1
1	0 0		+0
0	0 0		-0
0	0 1		-1
0	1 0		-2
0	1 1		-3

Tabla 2.1 Ejemplo de código binario doblado de 3 bits

Si se observa detenidamente la tabla 2.1, se puede observar que para cada código existe un rango de voltajes que serán convertidos en dicho código. Por ejemplo, cualquier rango de voltaje entre +0.5 y +1.5 serán convertidos en el código 101.

2.6.7 CODIFICACIÓN NO-UNIFORME

El modelo de codificación uniforme del apartado anterior, no es adecuado para cuantificar señales de voz humana en una conversación telefónica, ya que ésta contiene en su mayor parte pequeñas variaciones.

En la figura 2.23 se muestra gráficamente las propiedades de la voz humana. El eje horizontal representa las magnitudes de la señal de voz, normalizadas con respecto al valor rms de dichas magnitudes. El eje vertical representa la probabilidad de cada magnitud en un canal de comunicaciones típico. Para la mayoría de canales telefónicos predominan amplitudes pequeñas de voz. El 50 % del tiempo la amplitud de la señal es inferior a la cuarta parte del valor rms. Las amplitudes grandes son poco probables; el valor rms se excede solamente en un 15% del tiempo.

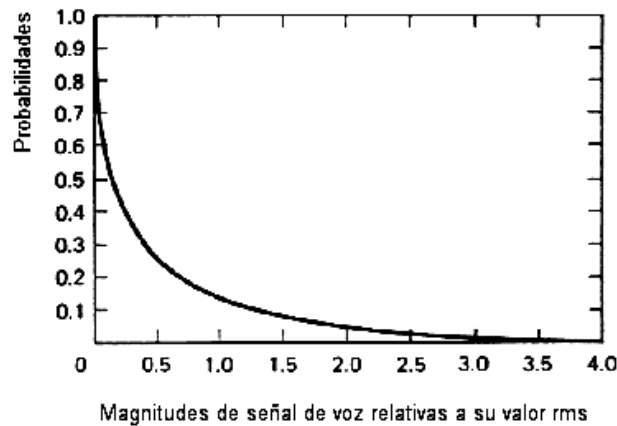


Figura 2.23 Distribución estadística de los niveles de amplitud de voz humana

Un sistema con codificación uniforme para codificar la voz, daría como resultado una mala SNR (relación señal a ruido) para señales débiles ya que estas señales estarían cubiertas por muy pocos niveles de cuantización, mientras que para las señales fuertes existirían niveles de cuantización suficientes, pero son subutilizados.

Para superar este problema, se recurre a la cuantización no-uniforme. En la figura 2.24 se muestra la diferencia entre los dos esquemas de codificación. Un sistema así provee niveles de cuantización pequeños para señales débiles y niveles de cuantización más grandes para señales de mayor amplitud. De esta manera, el ruido de cuantización puede hacerse proporcional al nivel de la señal. Esto produce una mejora de la SNR (se mantiene más o menos constante para todos los niveles) a expensas de un aumento del ruido de cuantización para señales de mayor amplitud (pero que son menos probables en ocurrencia).

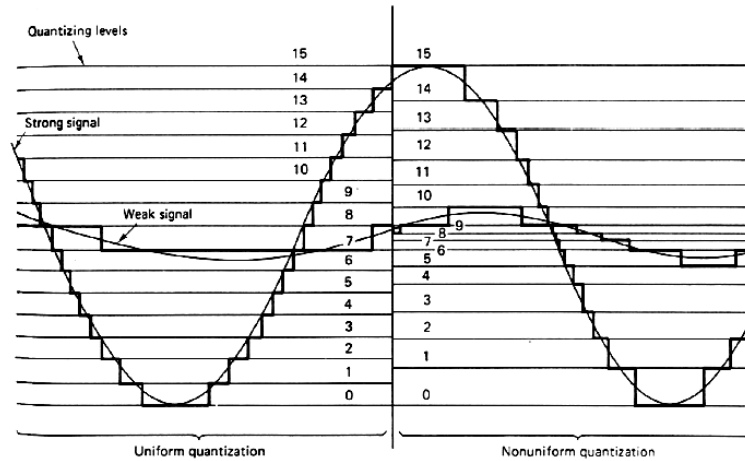


Figura 2.24 Cuantización uniforme y cuantización no uniforme

En la práctica, una de las maneras de llevar a cabo una cuantización no uniforme es “distorsionar” primeramente la señal analógica mediante una *compresión logarítmica* característica y luego usar una cuantización uniforme. Esto, de alguna manera lo que hace es aumentar las señales de baja amplitud, y reducir las señales de amplitud alta. De esta manera, no hay preponderancia de señales de baja amplitud a la salida del compresor. Luego de la compresión, la señal distorsionada pasa por el cuantizador uniforme. Luego, en el receptor, se lleva a cabo la operación inversa, llamada *expansión*. El proceso completo se llama *compansión*.

Existen dos formas de realizar la compansión, sin afectar al resultado final de la comunicación:

- Una forma es la *compansión análoga*, en la cual la señal es comprimida antes del proceso de muestreo. En el transmisor, la señal es comprimida, muestreada, y después convertida a un código PCM. En la recepción, el código PCM es convertido en señal PAM, filtrado, y después expandido a su forma original. Este tipo de compansión es el que se implementa en las prácticas del presente documento, ya que SystemView dispone de bloques diseñados para el fin.

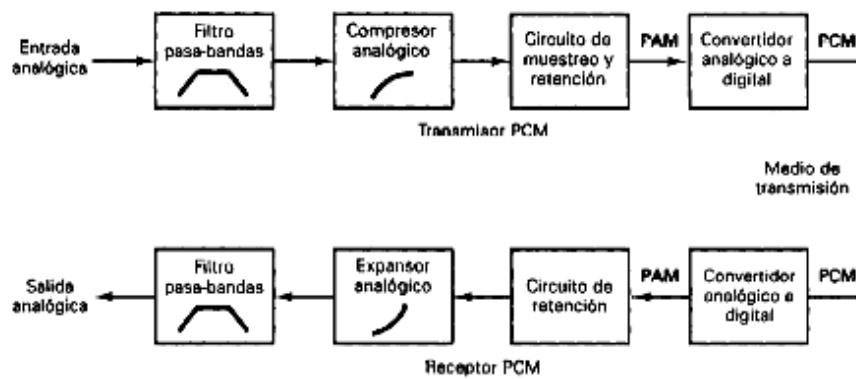


Figura 2.25 Sistema PCM con compansión analógica

- La *compansión digital*, se la realiza en orden distinto. Para la transmisión la compresión se hace después de que la muestra ha sido convertida a un código PCM lineal; y en el lado de la recepción, la expansión ocurre antes de la decodificación de las muestras PCM. Este esquema se lo utiliza en sistemas de comunicaciones más recientes.

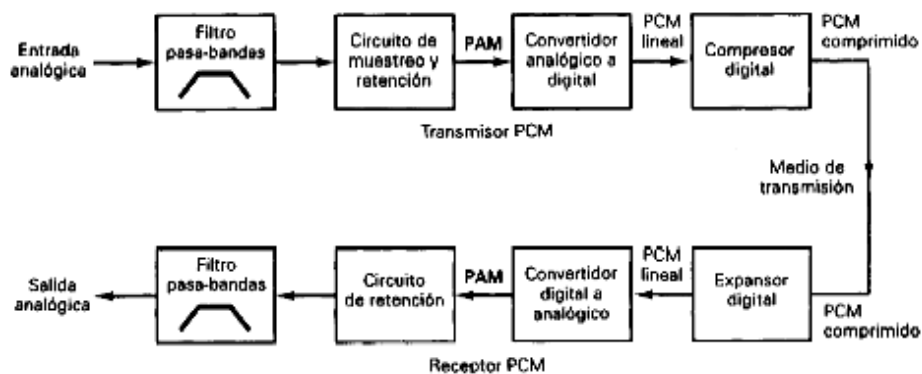


Figura 2.26 Sistema PCM con compansión digital

Actualmente los sistemas PCM usan una aproximación por segmentos de la compresión logarítmica. En Estados Unidos y Japón se utiliza el sistema llamado Ley μ , mientras que en Europa se utiliza la Ley A.

2.6.8 LEY μ DE COMPANSIÓN

Esta ley sigue la siguiente fórmula de compresión:

$$V_{salida} = \frac{V_{m\acute{a}ximo} \times \ln\left(1 + \mu \frac{V_{entrada}}{V_{m\acute{a}ximo}}\right)}{\ln(1 + \mu)} \quad (2.15)$$

donde $V_{m\acute{a}ximo}$: máxima amplitud de entrada analógica descomprimida
 $V_{entrada}$: amplitud de la señal en el instante actual de tiempo
 μ : parámetro usado para definir la cantidad de compresión
 V_{salida} : amplitud de la señal comprimida

El valor estándar para el parámetro μ es de 255.

2.6.9 LEY A DE COMPANSIÓN

Esta ley sigue la siguiente fórmula:

$$V_{salida} = V_{m\acute{a}ximo} \frac{A \frac{V_{entrada}}{V_{m\acute{a}ximo}}}{1 + \ln A}, \quad \text{cuando } 0 \leq \frac{V_{entrada}}{V_{m\acute{a}ximo}} \leq \frac{1}{A}$$

$$V_{salida} = V_{m\acute{a}ximo} \frac{1 + \ln\left(A \frac{V_{entrada}}{V_{m\acute{a}ximo}}\right)}{1 + \ln A}, \quad \text{cuando } \frac{1}{A} \leq \frac{V_{entrada}}{V_{m\acute{a}ximo}} \leq 1 \quad (2.16)$$

donde $V_{m\acute{a}ximo}$: máxima amplitud de entrada analógica descomprimida
 $V_{entrada}$: amplitud de la señal en el instante actual de tiempo
 A : parámetro usado para definir la cantidad de compresión
 V_{salida} : amplitud de la señal comprimida

El valor estándar para el parámetro A es de 87,6.

2.6.10 MULTIPLEXACIÓN EN TIEMPO: FORMACIÓN DE TRAMAS E1

La modulación PCM se usa mayoritariamente en las transmisiones telefónicas. El ancho de banda de un canal telefónico es de aproximadamente 4 KHz. Debe recordarse que el ancho de banda que percibe un oído humano es de

aproximadamente 20 KHz. Sin embargo, para los fines de la transmisión telefónica, 4 KHz es suficiente como para transmitir señales comprensibles, que permitan reconocer la voz del interlocutor y sin ocupar ancho de banda en exceso.

Para convertir esta señal analógica telefónica en un sistema PCM, primeramente se debería muestrear la señal teniendo en cuenta el criterio de Nyquist. Por lo tanto, esta señal de 4000 Hz de ancho de banda es comprimida según la ley μ o según la ley A, y se muestrea a una tasa de 8000 muestras por segundo. Cada muestra cuantificada es representada luego por 8 bits. De manera que hay un total de 256 niveles, que se extienden desde el número binario 00000000 hasta el 11111111. Como son 8000 muestras por segundo, y cada muestra es representada por 8 bits, en el lapso de un segundo se transmiten $8 \times 8000 = 64000$ bits. Es decir, un canal PCM de telefonía tiene una velocidad de transmisión de 64 kbits por segundo. Esto representa una muestra cada 125 μ seg (1 dividido para 8000). Mientras se transmita con velocidad de 64 kbps, se podrá reconstruir la señal original de voz en la recepción.

En telefonía, se pueden agrupar varios canales PCM multiplexados para formar lo que se conoce con el nombre de trama. Éste es un proceso de multiplexado por división de tiempo (TDM por sus siglas en Inglés), en el que se muestrean varias señales de voz individuales, y a cada muestra se le asigna un breve tiempo de transmisión, para dar lugar a continuación a la transmisión de la muestra de la siguiente señal, y así sucesivamente.

Una trama E1 (norma europea) es un conjunto de 32 intervalos de tiempo (canales) PCM multiplexados (30 canales de audio + 1 canal de sincronismo + 1 canal de señalización). Es decir, se transmiten 32 canales intercalados en el tiempo. Como cada canal debe transmitirse a 64 kbps, al transmitir 32 canales multiplexados es necesario cambiar la velocidad de transmisión.

Cada canal (llamado *time slot* en inglés) dentro de una trama tiene 8 bits. Estos 8 bits corresponden al código de una muestra de una señal de voz (salvo los dos canales de sincronismo y señalización). Como son 32 canales, por lo tanto resulta

$8 \times 32 = 256$ bits por trama E1. La velocidad de transmisión E1 es de 64 kbps/canal \times 32 canales = 2048000 bps. Los *time slots* de la trama E1 se enumeran desde 0 a 31, reservándose el intervalo 0 para sincronizar la trama y el intervalo 16 para la transmisión de señalización. Comúnmente se habla de un sistema PCM 30+2. La figura 2.27 muestra el esquema de una trama E1. El sistema americano tiene una configuración similar pero de 24 canales y a la trama se la identifica como T1, cuya velocidad de transmisión es de 1544 kbps.

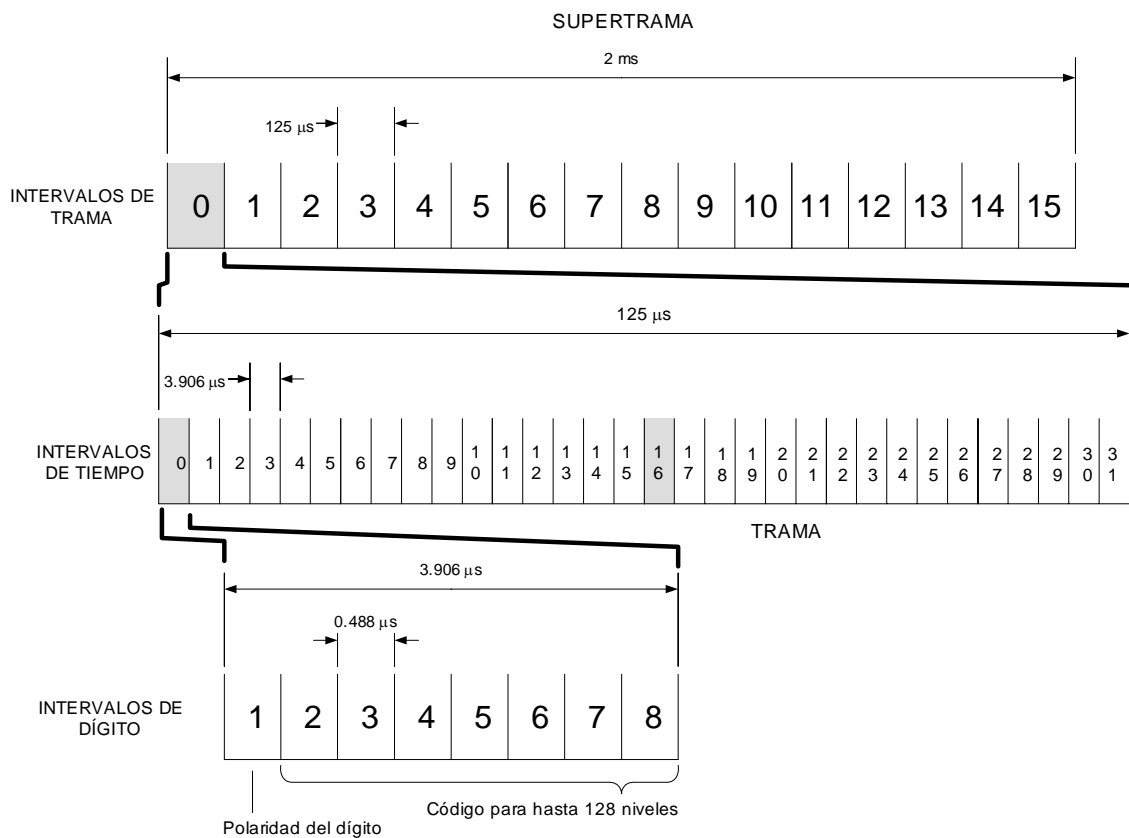


Figura 2.27 Estructura de una trama E1

2.6.11 FORMATOS DE CODIFICACIÓN DE INFORMACIÓN VOCAL Y SONIDO

PCM (Pulse Code Modulation): Codifica la forma de onda con una precisión de N bits por muestra. La ley A de distribución cuántica de códigos permite mejorar la relación señal-a-ruido con 8 bit/muestra. Se trata de la codificación básica de la telefonía pública a 64 kbps.

DPCM (*Diferencial PCM*): Se fundamenta en la predicción de muestras mediante la memorización en el tiempo. Se realiza la codificación de la diferencia entre la muestra y la predicción. La predicción es un algoritmo autoadaptativo dependiente de la actividad de la señal vocal. Se utiliza en conexiones internacionales a 16/24/32 kbps dependiendo de la carga de tráfico.

Delta: Se trata de una forma especial de codificación DPCM. No tiene aplicaciones extendidas. La velocidad de muestreo es 64 kbps y la codificación es 1 bit por muestra.

LPC (*Linear Predictive Codec*): Se basa en una estimación lineal de la fuente. Se codifican un grupo de muestras, por ejemplo 160 muestras en 20 mseg. Se aplican en sistemas celulares para alta compresión de la información vocal (menos de 10 kbps).

ATC (*Adaptative Transform Coding*): Este tipo de codificador trabaja en el dominio de la frecuencia. Recurre a la transformada discreta coseno DCT de exitosa aplicación en señales de vídeo.

AC-3: Se utiliza como canal de sonido en la televisión digital DTV. Se trata de 6 canales de audio a una velocidad total de 384 kbps.

2.6.12 HERRAMIENTAS DE SYSTEMVIEW PARA CODIFICACIÓN PCM ^[4]



Conversor Analógico – Digital (ADC)

Éste es un bloque que simula un conversor A/D tipo Flash. La característica de este tipo de conversores es que convierte instantáneamente un nivel analógico en su respectivo código digital, sin el retardo correspondiente a la conversión. La entrada ENCODE (Codificar) debe estar conectada a una fuente de pulsos y cumple la función de controlar la conversión. La señal análoga es convertida en digital en cada flanco POSITIVO de la entrada ENCODE. La salida codificada

puede ser expresada en forma de un número entero, o a su vez en su valor expresado en complemento a 2.

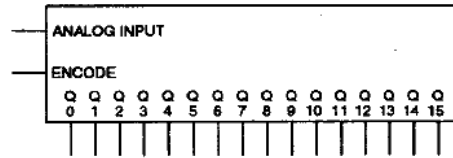


Figura 2.28 Diagrama del conversor ADC

Este bloque, además de poseer parámetros comunes a los bloques de lógica digital, posee los siguientes parámetros característicos:

No. Bits – Como su nombre lo indica es el número de bits utilizados en la conversión

Min Input y Max Input – Indican los niveles máximo y mínimo permitidos de las señales analógicas de entrada.



Convertor Digital – Analógico (DAC)

Este bloque implementa un conversor DAC de 1 hasta 16 entradas digitales. La conversión es instantánea, y se realiza a la misma frecuencia de muestreo de la señal digital de entrada.

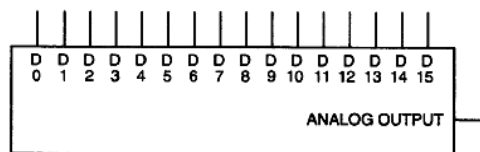


Figura 2.29 Diagrama del conversor DAC



Shft8out

Registro de Desplazamiento – Entrada Paralela, Salida Serial

Esta función no está implementada dentro de las librerías de lógica digital, pero se puede encontrar este bloque en el grupo de las *Optional Libraries – Custom – More Tokens*. El bloque permite implementar un conversor paralelo/serie de datos digitales. Sus entradas son:

- Ocho bits de datos paralelos de entrada.
- PL* : Entrada de carga paralela de datos (activado por estado BAJO)
- CLK : Entrada de señal de reloj para desplazamiento serie (los datos se desplazan por el registro en cada flanco POSITIVO de reloj)
- MR* : Entrada de reestablecimiento (los datos se limpian en estado BAJO)



Shift-8in

Registro de Desplazamiento – Entrada Serial, Salida Paralela

Este bloque implementa la función de un registro de desplazamiento, concretamente el CI 74164. (Ver figura 2.30) Posee ocho salidas que corresponden a los datos paralelos y sus entradas son:

- Dos señales de entrada: A y B
- CLK : Señal de reloj
- MR* : Señal de reestablecimiento

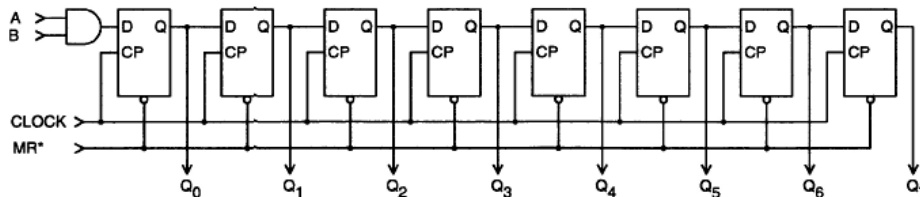


Figura 2.30 Diagrama lógico del registro de desplazamiento

Cada flanco POSITIVO de la señal de reloj desplaza los datos un lugar hacia la derecha y carga en el primer Flip-Flop la operación AND lógica entre las señales A y B. Se puede reestablecer todos los biestables del registro mediante la señal MR*. Todas las salidas se ponen a BAJO inmediatamente al tener un estado BAJO en MR*



Bloques Multiplexor y Demultiplexor en tiempo (TDM)

La multiplexación por división de tiempo (TDM) es una técnica de multiacceso ampliamente utilizada en los sistemas de comunicaciones. En la multiplexación, múltiples secuencias digitales son muestreadas y los datos son combinados en

una sola secuencia con velocidad de transmisión superior. La demultiplexación realiza el proceso inverso, es decir, recupera cada una de las secuencias multiplexadas.

Los parámetros comunes para estos dos bloques son:

- N : El número de canales a ser multiplexados o demultiplexados.
- T : La longitud del período de tiempo dedicada para cada canal en la multiplexación.

La velocidad de transmisión de la secuencia multiplexada es N veces la velocidad de transmisión de las secuencias individuales.

2.7 MODULACIÓN DIGITAL ASK ^[8]

2.7.1 INTRODUCCIÓN

Una señal cuyo espectro de frecuencias se extiende desde aproximadamente DC hasta un valor finito, en general menos que unos pocos MHz, se llama **señal de bandabase** o señal pasabajo. Para poder transmitir una señal de este tipo sobre un sistema de comunicaciones digital, la información debe ser *formateada* de manera tal que pueda ser representada por un conjunto discreto de símbolos. Luego, a cada uno de estos símbolos se le asigna una forma de onda para luego poder ser transmitidos sobre, por ejemplo, un cable coaxial, un par de cobre o una fibra óptica. Una secuencia de pulsos binarios bipolares, por ejemplo, es una señal de banda base.

Las señales en bandabase no son apropiadas para ser propagadas por medio de antenas. Para ello deben ser trasladadas en frecuencia, a un valor más apropiado para la propagación y adaptado al medio de transmisión deseado.

2.7.2 MODULACIÓN ASK

La modulación ASK (*Amplitude Shift Keying* o Transmisión por Desplazamiento de Amplitud) consiste en conmutar una portadora senoidal con una señal binaria unipolar.

Consiste en multiplicar una señal digital unipolar (que en el tiempo alterna entre '0' y '1') con la señal portadora senoidal de alta frecuencia. La modulación ASK viene expresada por la siguiente expresión:

$$f(t) = [1 + k \cdot b_n(t)] \cdot \cos(\omega_c t) \quad (2.17)$$

La modulación ASK básicamente se trata de una modulación AM, pero con una portadora digital.

Si $M(\omega)$ es el espectro de la señal digital, el espectro de la señal modulada ASK será de la forma:

$$S(\omega) = \frac{M(\omega + \omega_p) + M(\omega - \omega_p)}{2} \quad (2.18)$$

donde: ω_p – representa la frecuencia de la portadora.

El espectro de potencia que se obtiene corresponde al espectro original trasladado en frecuencia, de la misma forma que en AM.

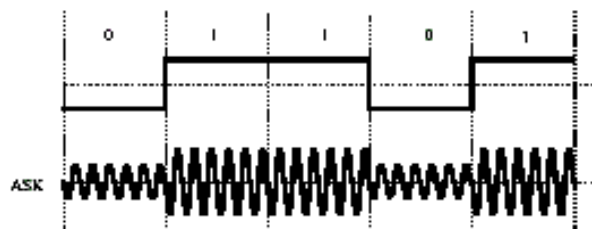


Figura 2.31 Señal modulada en ASK

ASK tiene el más bajo rendimiento de todas las técnicas de modulación digital, ya que la distorsión y el ruido afectan gravemente la señal transmitida.

Un caso particular de la modulación ASK es la técnica OOK (*On-Off Keying* o Transmisión por Apertura o Cierre). Esta técnica fue una de las primeras en aplicarse en la transmisión digital de los datos, y se remonta transmisión telegráfica por radio utilizando código Morse. La señal OOK está representada por la expresión:

$$s(t) = A_c m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.19)$$

Es decir, que la señal modulada OOK presenta dos estados:

- Portadora $\cos(\omega_c t)$: corresponde a un 1_L.
- Ausencia de señal: corresponde a un 0_L.

2.7.3 MÉTODOS DE DEMODULACIÓN DE SEÑALES BINARIA MODULADAS

Esencialmente hay dos métodos comunes de demodulación o detección de señales moduladas con portadora sinusoidal:

- Detección sincrónica (Coherente o de Producto)
- Detección de Envoltura (Detección no-Coherente)

Estas dos técnicas son aplicables a la detección de señales con modulación ASK.

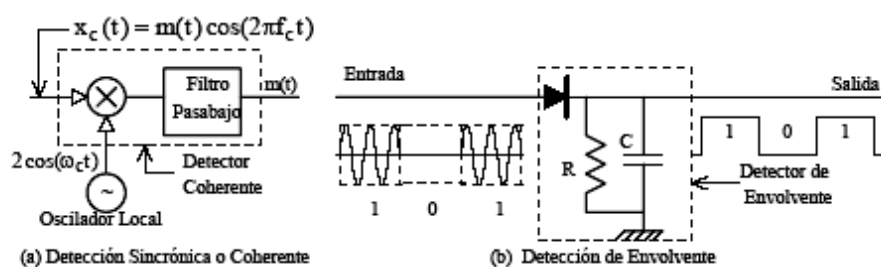


Figura 2.32 Métodos de detección de ASK

Métodos de Demodulación o Detección de Señales Moduladas

Para la detección de producto, se debe proporcionar una referencia de la portadora $\cos(\omega_c t)$. Esto se consigue casi siempre con un circuito PLL. Un detector OOK coherente es mucho más complejo que un detector no coherente.

Es necesario que la frecuencia y la fase de la portadora local en el receptor sean idénticas a las de la portadora en el transmisor. Si la frecuencia y la fase son diferentes, se produce una fuerte atenuación que puede hacer desaparecer el mensaje. Para evitar esta atenuación se utilizan dispositivos de sincronización en el receptor a fin de lograr la coherencia entre las dos portadoras.

Hay que hacer notar que con osciladores de gran precisión puede mantenerse la identidad entre las dos frecuencias, pero el sincronismo de fase es muy difícil de alcanzar, particularmente en transmisión a grandes distancias. La información de fase se puede obtener a partir de una portadora piloto superpuesta a la señal modulada que, una vez recuperada mediante filtrado, puede utilizarse para sincronizar el oscilador local. Hay también circuitos especiales para lograr la sincronización a partir de la señal recibida, pero esta solución encarece y complica el sistema; sin embargo, la demodulación sincrónica o coherente se utiliza pues es superior, en presencia de ruido, a la detección de envolvente.

El detector de envolvente por su parte, es construido físicamente con un circuito similar al descrito en la figura 2.32, el cual consta de un diodo de alta frecuencia a modo de saturador y un suavizante de pendientes construido a partir de un circuito tanque RC en paralelo.

El circuito tanque sigue la señal durante el primer cuarto de su periodo, después empieza a descargarse de forma exponencial hasta llegar a cero en un tiempo igual a $1/RC$ seg. El resultado de ajustar la constante de tiempo, es lograr que la descarga del circuito tanque sea tan lenta como sea posible, de tal forma que tienda a seguir únicamente a las crestas de la señal sinusoidal.

Con la detección de envolvente se evita los problemas de sincronización de fase y de frecuencia de la detección coherente; sin embargo, la detección de envolvente no se puede aplicar en sistemas de modulación de fase, porque el proceso de detección de envolvente elimina la fase de la señal. Como su nombre lo indica, la salida del detector representa la envolvente positiva (o negativa, según la

polaridad del diodo) de la señal de entrada. La constante de tiempo RC debe ser entonces lo suficientemente grande para seguir los picos de la señal de entrada, pero lo suficientemente pequeña comparada con un período T_b de la señal binaria.

Cuando el ruido de entrada es escaso, un detector no-coherente es la mejor solución, al considerar tanto el costo como el rendimiento.

2.7.4 HERRAMIENTAS DE SYSTEMVIEW PARA MODULACIÓN ASK

La librería de Comunicaciones de SystemView contiene múltiples herramientas para la modulación digital. Entre ellas está el bloque de Modulación AM:



DSB-AM

Este bloque implementa un modulador AM de Doble Banda Lateral, cuya modulación está representada por la fórmula:

$$s(t) = A \cdot (1 + k \cdot x(t)) \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + \phi) \quad (2.20)$$

Los parámetros de este bloque que se pueden definir son:

A : Amplitud de la portadora senoidal [V]

f_c : Frecuencia de la señal portadora [Hz]

ϕ : Fase de la señal portadora [grados]

k : Índice de modulación de la señal

Como señal de entrada de este bloque se toma a la portadora, ya sea digital o análoga, y la salida del bloque es la portadora modulada en amplitud.

2.8 MODULACIÓN DIGITAL FSK ^{[4], [6]}

La modulación FSK (*Frequency Shift Keying* o Transmisión por desplazamiento de Frecuencia) es un esquema de modulación digital en el cual la frecuencia de la señal portadora cambia o conmuta entre dos valores, en concordancia al nivel lógico de la señal modulante. En la figura 2.33 se muestra la forma de una señal modulada en FSK.

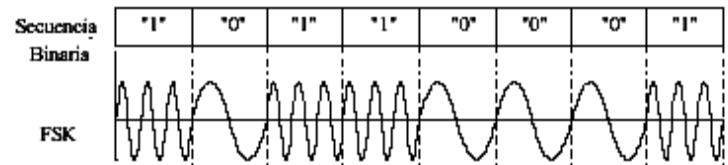


Figura 2.33 Señal modulada FSK

El sistema de modulación binaria FSK se basó originalmente en el simple concepto de utilizar una señal telegráfica para modular la frecuencia de una portadora sinusoidal a fin de aumentar la relación S/N en el sistema.

Si $2 \cdot f_d$ es la separación entre las dos frecuencias de transmisión, entonces la frecuencia instantánea en un intervalo T_b será $(f_1 = f_c - f_d)$ ó $(f_0 = f_c + f_d)$, donde f_c es la frecuencia de la portadora sin modular y f_d la desviación de frecuencia respecto a f_c ; f_1 y f_0 son las frecuencias de transmisión de un "1" o un "0", respectivamente. La señal FSK se puede representar entonces mediante la expresión:

$$f(t) = \cos \left\{ \omega_c + \left[\frac{b_i(t) \cdot \Delta\omega}{2} \right] \right\} t \quad (2.21)$$

donde

- $b_n(t)$: Señal digital modulante
- ω_c : Frecuencia angular de la portadora
- $\Delta\omega$: Diferencia de frecuencias correspondiente a dos estados lógicos "0" y "1".

$$\Delta\omega = 2 \cdot \pi |f_1 - f_0| \quad (2.22)$$

2.8.1 FORMAS DE MODULACIÓN FSK

En la práctica existen dos formas de generar la modulación FSK:

La primera forma se denomina “de fase discontinua”, y consiste en conmutar la salida del modulador entre dos diferentes osciladores. Se llama FSK de fase discontinua porque la forma de onda de la señal transmitida es discontinua en los instantes de conmutación del estado lógico.

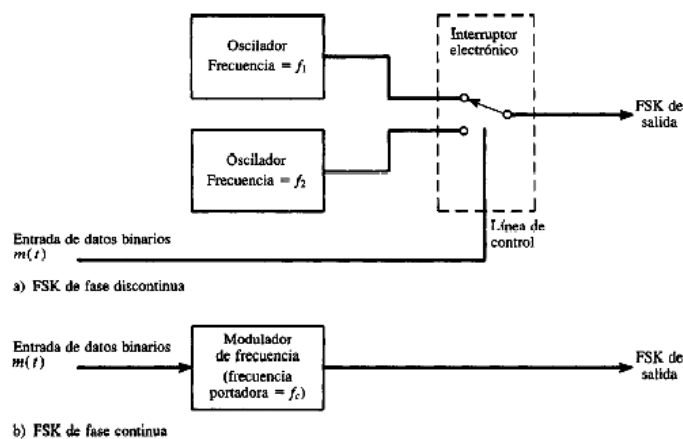


Figura 2.34 Generación de modulación FSK

La segunda forma de denomina “de fase continua” y se origina en un modulador de frecuencia (VCO – Oscilador Controlado por Voltaje).

2.8.2 ANCHO DE BANDA DE UN SISTEMA FSK

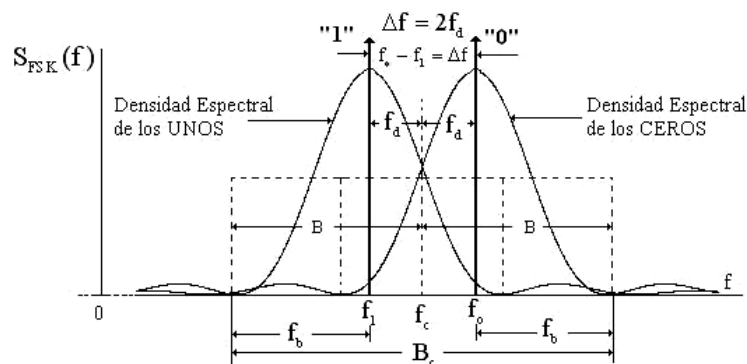


Figura 2.35 Relaciones del espectro de FSK

La determinación exacta de un ancho de banda de FSK es tratada por varios autores y es complicada en su cálculo. Sin embargo, en esta sección se va a proceder a calcular el ancho de banda por un método aproximado, pero válido totalmente. Se trata de representar el espectro de la señal formado por la superposición de dos espectros ASK, el primero centrado en f_1 y el segundo en f_0 ; estos espectros no ocurren simultáneamente. En la figura 2.35 se muestran las gráficas de ambos espectros, así como algunos parámetros de los mismos.

Se definen las siguientes relaciones:

$$\Delta f = 2f_d = |f_0 - f_1| \quad (2.23)$$

$$f_c = f_1 + f_d = f_0 - f_d \quad (2.24)$$

El ancho de banda total de la señal FSK se puede considerar como:

$$AB_{FSK} = \Delta f + 2f_d = 2(f_d + f_b) \quad (2.25)$$

El ancho de banda depende de la separación existente entre las dos frecuencias de FSK. Se define el índice de modulación $k = \frac{f_d}{f_b}$ y se toma en cuenta la figura 2.35. Si $k \ll 1$, entonces los dos espectros se acercan demasiado, y se puede producir interferencia mutua entre los dos espectros. Si $1/3 \leq k < 1$, entonces la interferencia disminuye. El ancho de cada canal es de $f_b + f_d$. Si $k \gg 1$, entonces la interferencia entre los canales es mínima, y el ancho de banda de cada uno de los canales "0" o "1" será $2f_b$. El ancho de banda total FSK en ambos casos va a ser de $AB_{FSK} = 2f_b + f_d$

Si se expresa f_b y f_d en función de la señal modulante y portadora se obtiene la siguiente expresión:

$$f_b = AB_{NRZ} = \frac{V_{TX}}{2} = \frac{1}{2Tb} \quad (2.26)$$

$$f_d = |f_0 - f_1| = \Delta f_{pp}$$

Por lo tanto:

$$AB_{FSK} = 2f_b + f_d$$

$$AB_{FSK} = \frac{1}{Tb} + \Delta f_{pp}$$

$$AB_{FSK} = \Delta f_{pp} (1 + 1/k) \quad (2.27)$$

Donde:

$$k = \frac{f_d}{f_b} = \Delta f_{pp} \cdot Tb \quad (2.28)$$

2.8.3 RELACIÓN S/N EN UN SISTEMA FSK

A continuación, se procederá a calcular la relación S/N de un sistema FSK.

Si se considera a la señal FSK como la superposición de dos sistemas ASK, entonces la potencia promedio de la señal FSK va a ser el doble de la potencia de la señal ASK. Es decir:

$$P_{FSK} = 2 \cdot P_{ASK} = \frac{A^2}{2} \quad (2.29)$$

donde A es la amplitud de la señal portadora.

Partiendo de esta ecuación, se puede encontrar la relación S/N de la señal FSK.

$$\text{Cuando } k < 1, AB = f_b + f_d, \left[\frac{S}{N} \right]_{FSK} = \frac{A^2}{2(f_b + f_d)\eta} \quad (2.30)$$

$$\text{Cuando } k \geq 1, AB = 2f_b, \left[\frac{S}{N} \right]_{FSK} = \frac{A^2}{2\eta AB_{FSK}} = \frac{A^2 Tb}{4\eta} \quad (2.31)$$

2.8.4 MÉTODOS DE DEMODULACIÓN FSK

Es posible demodular la señal FSK de dos formas: Demodulación Coherente y Demodulación No-Coherente.

2.8.4.1 Demodulación FSK Coherente

Consiste en multiplicar la señal recibida por la misma portadora recuperada, hacerla pasar por un filtro pasabajos y luego recuperar los datos digitales mediante un elemento de detección.

El criterio de detección es el siguiente:

$$t = t_n; \begin{cases} v_{d1}(t_n) \geq v_o(t_n), \text{ se recibió un "1"} \\ v_{d1}(t_n) < v_o(t_n), \text{ se recibió un "0"} \end{cases} \quad (2.32)$$

Como regla general, el rendimiento de un sistema FSK coherente es mayor a un sistema ASK coherente. Si las condiciones del canal, ruido y la amplitud de la portadora son las mismas, la relación S/N de FSK es 3 dB mayor al S/N de ASK. Las probabilidades de error también son mucho menores en FSK.

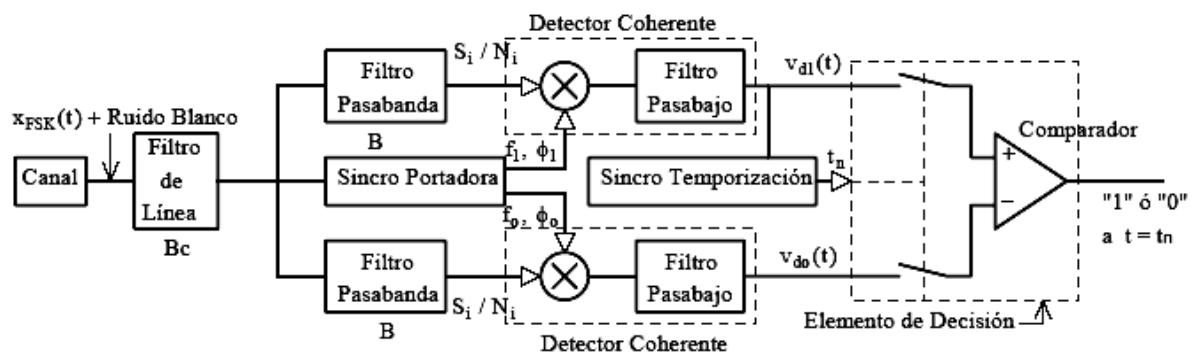


Figura 2.36 Demodulación Coherente de señal FSK

Por lo general no se emplea la demodulación coherente en FSK y se recurre a técnica no coherente por facilidad de la detección.

2.8.4.2 Demodulación No Coherente

La técnica no coherente consiste en filtrar la señal FSK recibida con dos filtros pasabandas (uno para cada canal "0" o "1") centrados a su respectiva frecuencia. La señal detectada por el filtro pasabanda va a un comparador y un elemento de decisión, el cual tiene un funcionamiento idéntico al del detector coherente. Para lograr la mínima probabilidad de error, la relación S/N a la entrada de los detectores de envolvente tiene que ser la máxima. Esto se logra si los filtros pasabanda son filtros óptimos.

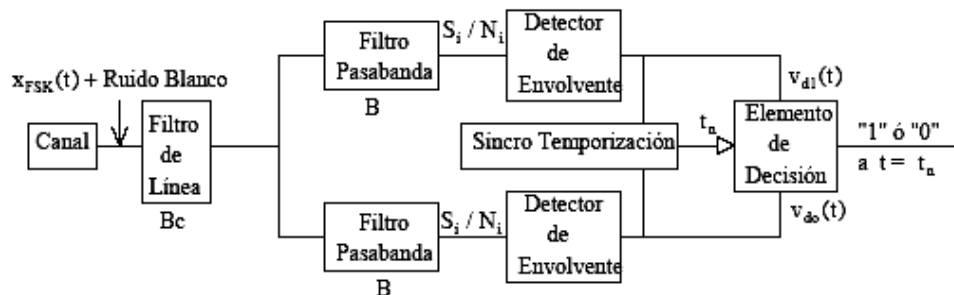


Figura 2.37 Demodulación No Coherente de señal FSK

La desventaja principal de un sistema ASK es la de optimizar el umbral de detección para valores diferentes de S/N, mientras tanto que en FSK no existe este problema. Además, el ruido existente en un canal de transmisión afecta en gran parte la amplitud de la señal transmitida y tiene menor incidencia en la frecuencia de la señal.

2.8.5 HERRAMIENTAS DE SYSTEMVIEW PARA MODULACIÓN FSK

Existen bloques tanto para la modulación, como para la demodulación FSK. Estos bloques son:



Este bloque implementa un modulador FSK de fase continua, toma como entrada $x(t)$ la secuencia de datos digitales. Posee dos salidas: $y_1(t)$; $y_2(t)$, cuyas ecuaciones son:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= A \cdot \text{sen} \left\{ 2\pi \left[f_c t + G \int_{t_0}^t x(\alpha) d\alpha \right] + \theta \right\} \\ y_2(t) &= A \cdot \text{cos} \left\{ 2\pi \left[f_c t + G \int_{t_0}^t x(\alpha) d\alpha \right] + \theta \right\} \end{aligned} \quad (2.33)$$

donde A : Amplitud de la portadora
 f_c : Frecuencia de la portadora
 G : Ganancia del modulador
 θ : Desfase inicial de la portadora

Los parámetros definibles de este bloque son:

- Amplitud de la portadora (v)
- Frecuencia de la señal portadora (Hz)
- Fase inicial de la señal portadora (grados)
- Ganancia de la señal modulante (Hz/v)



Numerically Controlled Oscillator (NCO)

Este bloque, disponible dentro de la librería de Comunicaciones implementa un oscilador controlado numéricamente. Este bloque permite simular un oscilador continuo en frecuencia o en fase.

Los parámetros definibles de este bloque son:

n : Número de bits utilizado para cuantificar la amplitud de la señal de salida

k : Número de bits utilizado para cuantificar el acumulador del bloque

m : Número de bits utilizado para cuantificar internamente la fase del bloque

f₀ : Frecuencia inicial de la señal senoidal de salida

φ₀ : Fase inicial de la de la señal senoidal de salida

Las entradas a este bloque son:

f(t) : Entrada de la modulante de frecuencia

φ(t) : Entrada de la modulante de fase

Las salidas de este bloque son:

Señal en fase: $I(t) = A \cdot \text{sen}(2\pi[f(t) + f_0]t + \phi(t) + \phi_0)$

Señal en cuadratura: $I(t) = A \cdot \text{cos}(2\pi[f(t) + f_0]t + \phi(t) + \phi_0)$

El funcionamiento del bloque se puede entender mejor si se considera su constitución interna. En la figura 2.38 se puede apreciar los elementos internos de este bloque. El registro Acumulador contiene en todo momento el valor de la fase instantánea de la señal senoidal. Este valor es digital y se representa con k bits. En cada paso o incremento del reloj del sistema, este registro se incrementa con el valor de la fase inicial (f_0) y la modulante de frecuencia ($f(t)$); según la fórmula:

$$Acc(t+1) = Acc(t) + f_0 + f(t) \tag{2.34}$$

A continuación, los m bits más significativos del valor contenido en el acumulador se los toma como el valor de fase ϕ_{acc} . A este valor se le suma la fase inicial (ϕ_0) y la modulante externa de fase ($\phi(t)$), representada con m bits. A este procedimiento le corresponde la ecuación:

$$\hat{\phi}(t+1) = \phi_0 + \phi(t+1) + \phi_{acc}(t+1) \tag{2.35}$$

El resultado de la ecuación: $\hat{\phi}$, es utilizado para calcular el estado de las salidas del bloque $\text{sen}(\hat{\phi})$ y $\text{cos}(\hat{\phi})$ representados con n bits.

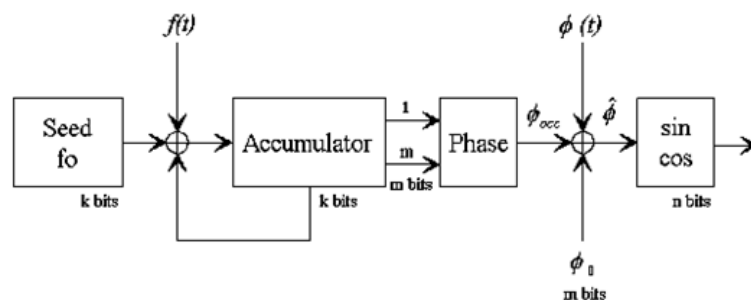


Figura 2.38 Lógica interna del bloque NCO

Ejemplo de aplicación del bloque NCO

Como aplicación práctica de este bloque, se considera que se tiene una señal bipolar NRZ, con amplitud de 1v; donde 1v representa un “1” lógico y -1v representa un “0” lógico. Se quiere obtener una señal senoidal modulada FSK, con $f_0 = 800$ Hz y $f_1 = 1200$ Hz, con amplitud +/- 1v. Para ello se utiliza un bloque NCO con los siguientes parámetros:

Frecuencia Inicial = 1000 Hz (frecuencia intermedia de f_0 y f_1)

Los valores de k, m, n pueden tener cualquier valor, es recomendable 16 bits, para obtener mayor resolución.

Para que se produzca la modulación, es necesario multiplicar la señal de entrada por 200, para obtener las dos frecuencias de 800 y 1200 Hz. Esta señal se conecta a la entrada Frecuencia (*Freq. In*). A la salida del bloque, se tiene una señal modulada, pero su amplitud pico – pico es de 2^n voltios. Como el objetivo es obtener una señal de 2 voltios pico-pico, se tiene que dividir la señal para $\frac{2^n}{2}$. Con esto se obtiene la señal modulada FSK deseada.

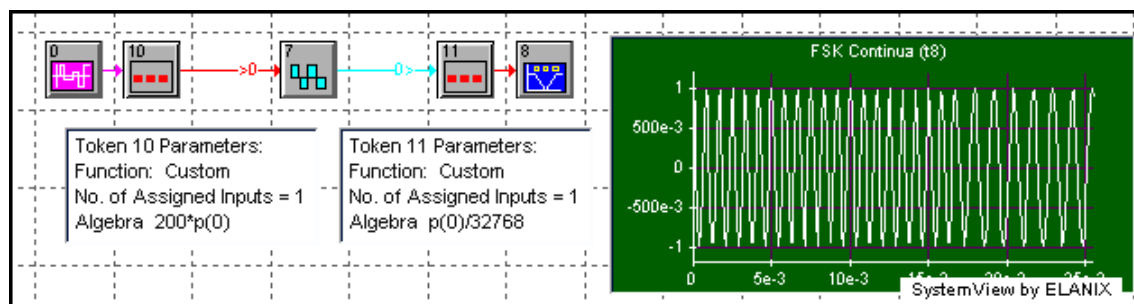


Figura 2.39 Implementación del bloque NCO



Detector No-Coherente MFSK (*FSK Demod.*)

Este bloque, disponible en la librería de Comunicaciones, implementa un demodulador de señales MFSK, con una detección de máxima probabilidad.

Los parámetros de este bloque son:

N : Número de frecuencias en la modulación FSK

R : Velocidad de la señal digital modulante (Hz)

f_0 : La menor frecuencia de todas en la modulación FSK (Hz)

Δf : Distancia espectral entre dos frecuencias FSK (Hz)

Entrada del Bloque:

Señal modulada MFSK

Salida del Bloque:

Un entero k , tal que $0 \leq k \leq N-1$, que representa cuál de todas las frecuencias FSK es la más probable en ser detectada en el momento actual.

2.9 MODULACIÓN DIGITAL PSK ^{[4], [5]}

La transmisión por desplazamiento en fase (PSK) es otra forma de modulación angular, modulación digital de amplitud constante. En este tipo de modulación, la fase de la señal portadora cambia de acuerdo al estado lógico de la secuencia digital modulante. La demodulación de este tipo de señales no se puede realizar mediante detectores de envolvente, ya que esta técnica elimina toda la información de fase de la señal. La modulación PSK es utilizada con esquemas con múltiples símbolos, y por este motivo la eficiencia espectral de este tipo de modulación es alta.

Para lograr una mejor visualización de las técnicas de modulación digital, resulta práctico representar los estados lógicos de la modulación en un "**espacio de señal**" o "**constelación**". Una "constelación" es una representación geométrica de señales en un espacio de n dimensiones, en donde se visualizan todos los símbolos de salida posibles que puede generar un modulador. Gracias a que en una constelación cada símbolo tiene asociado un valor de magnitud y uno de fase (como sucede en una representación polar), salvo en el caso de la modulación FSK, todos los demás esquemas de modulación digital pueden representarse en un plano de dos dimensiones.

La amplitud y la fase de una señal pueden modularse simultáneamente o por separado, aunque esto resulta difícil de generar y principalmente de detectar. En vez de ello, es muy práctico separar la señal en dos componentes independientes conocidas como I (componente "en fase") y Q (componente "en cuadratura"), ambos ortogonales entre sí. En las técnicas de modulación digital se expresa la modulación en términos de estas dos componentes, y por lo tanto la constelación se construye tomando como referencia las componentes I y Q. En una "constelación", la componente "en fase" se proyecta en el eje de las abscisas (eje x) y la componente "en cuadratura" se proyecta en el eje de las ordenadas (eje y) de un plano cartesiano. Se dice que una señal estará "en fase" cuando su ángulo de fase sea de cero grados (situado en el eje I) y que una señal estará "en cuadratura" cuando se encuentre desfasada 90° respecto a la señal en fase (situada en el eje Q).

2.9.1 TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE BINARIA (BPSK)

Con la transmisión por desplazamiento de fase binaria (BPSK), son posibles dos fases de salida para una sola frecuencia de portadora. Una fase de salida representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico. Conforme la señal digital de entrada cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos que están 180° fuera de fase. El BPSK es una forma de modulación de onda cuadrada de portadora suprimida de una señal de onda continua. En la figura 2.40 se muestra un modulador BPSK simple.

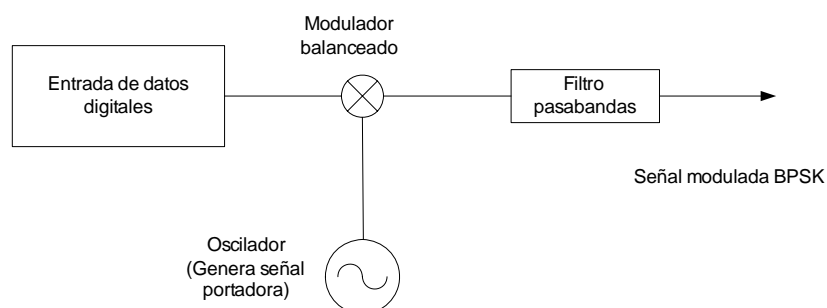


Figura 2.40 Esquema de un modulador BPSK simple

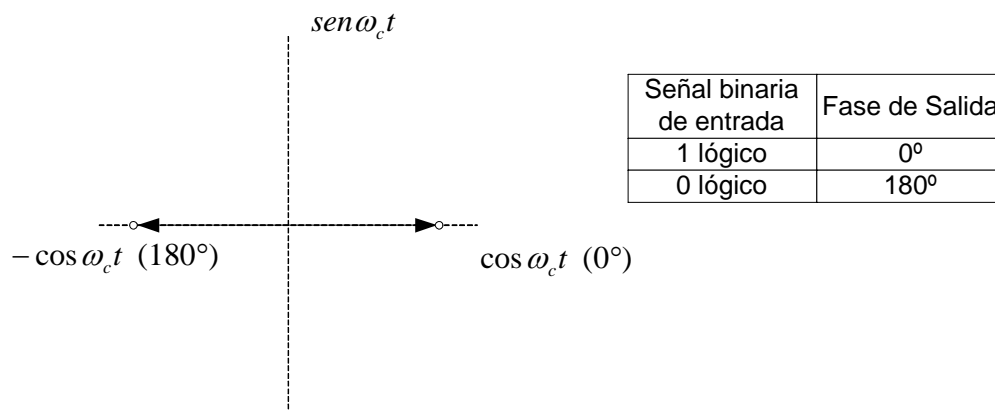


Figura 2.41 BPSK - Diagrama de constelación y tabla de verdad

2.9.1.1 Receptor de BPSK

En la figura 2.42 se muestra un diagrama de bloques de un receptor de BPSK. La señal de entrada puede estar en fase o desfasada 180° con respecto a la portadora original. El circuito de recuperación de portadora detecta y regenera una señal de portadora que es coherente, tanto en frecuencia como en fase, con la portadora del transmisor original. El modulador balanceado es un detector de producto; la salida es el producto de las dos entradas (la señal de BPSK y la portadora recuperada). El filtro pasa-bajos (*LPF*) separa los datos binarios recuperados de la señal demodulada compleja.

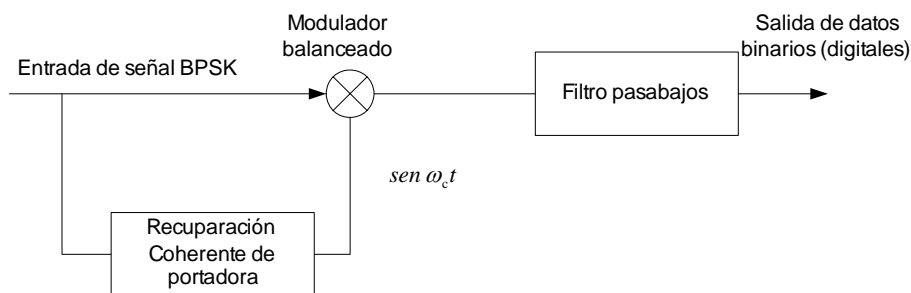


Figura 2.42 Esquema de un demodulador BPSK

2.9.2 CODIFICACIÓN EN M-ARIO

M-ario es un término derivado de la palabra "binario". M es sólo un dígito que representa el número de condiciones posibles. Las tres técnicas para modulación digital que se han analizado hasta ahora (ASK binario, FSK binario y BPSK), son sistemas binarios; sólo hay dos condiciones posibles de salida. Una representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico; por tanto, son sistemas M-ario donde $M = 2$. Con la

modulación digital, con frecuencia es ventajoso codificar a un nivel más alto que el binario. Por ejemplo, un sistema de PSK, con cuatro posibles fases de salida, es un sistema M-ario en donde $M = 4$. Si hubiera ocho posibles fases de salida, $M = 8$, etcétera.

$$N = \log_2 M \quad (2.36)$$

donde M : Número de bits

N : Número de niveles de salida codificados con M bits

2.9.3 TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE CUATERNARIA (QPSK) ^{[5], [6]}

La transmisión por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) o, PSK en cuadratura, como a veces se le llama, es otra forma de modulación digital de modulación angular de amplitud constante. QPSK es una técnica de codificación M-ario, en donde $M=4$ (de ahí el nombre de “cuaternaria”, que significa “4”). Con QPSK son posibles cuatro fases de salida, para una sola frecuencia de la portadora. Debido a que hay cuatro fases de salida diferentes, tiene que haber cuatro condiciones de entrada diferentes. Ya que la entrada digital a un modulador de QPSK es una señal binaria (base 2), para producir cuatro condiciones diferentes de entrada, se necesita más de un solo bit de entrada. Con 2 bits, hay cuatro posibles condiciones: 00, 01, 10 y 11. En consecuencia, con QPSK, los datos de entrada binarios se combinan en grupos de 2 bits llamados dibits. Cada código dibit genera una de las cuatro fases de entrada posibles. Por tanto, para cada dibit de 2 bits introducidos al modulador, ocurre un solo cambio de salida. Así que, la velocidad de señal de salida es la mitad de la velocidad de señal a la entrada.

2.9.3.1 Transmisor de QPSK

En la figura 2.43 se muestra un diagrama a bloques de un modulador de QPSK. Dos bits (un dibit) se introducen al derivador de bits. Después que ambos bits han sido introducidos, en forma serial, salen simultáneamente en forma paralela. Un

bit se dirige al canal I y el otro al canal Q. El bit I modula una portadora que está en fase con el oscilador de referencia (de ahí el nombre de “I” para el canal “en fase”), y el bit Q modula una portadora que está 90° fuera de fase o en cuadratura con la portadora de referencia (de ahí el nombre de “Q” para el canal de “cuadratura”).

Puede verse que una vez que un dibit ha sido derivado en los canales I y Q, la operación es igual que en el modulador de BPSK. En esencia, un modulador de QPSK son dos moduladores, de BPSK, combinados en paralelo.

En la figura 2.44 puede verse que, con QPSK, cada una de las cuatro posibles fases de salida tiene, exactamente, la misma amplitud. En consecuencia, la información binaria tiene que ser codificada por completo en la fase de la señal de salida.

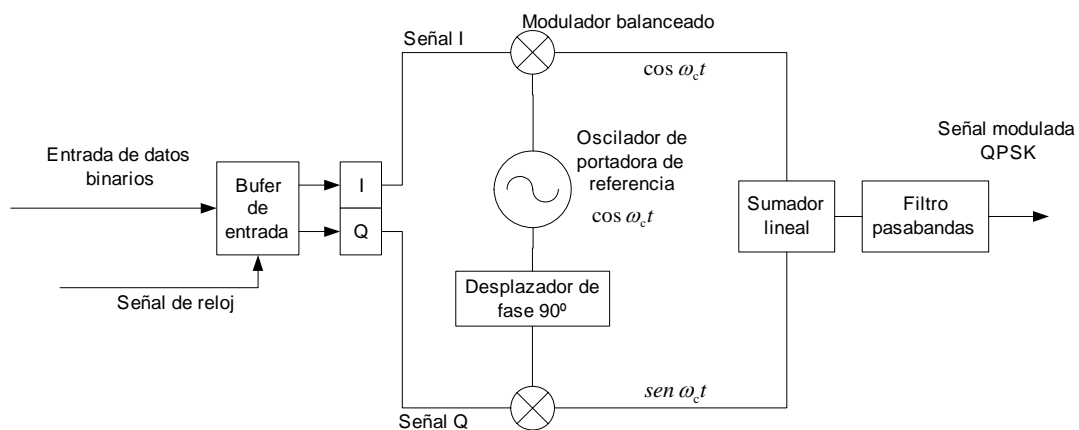
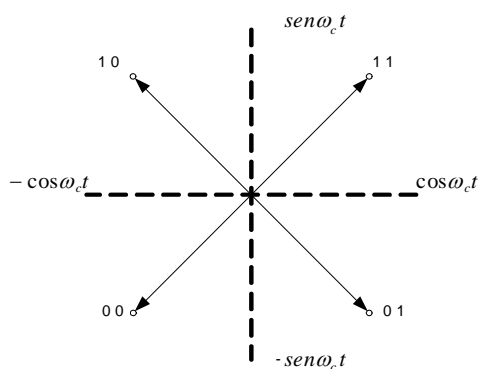


Figura 2.43 Esquema de un modulador QPSK



Entrada Binaria		Coeficientes de cuadratura		Fase de salida QPSK
Q	I	$sen \omega_c t$	$cos \omega_c t$	
0	1	-0.707	0.707	$-\pi/4$
0	0	-0.707	-0.707	$-3\pi/4$
1	0	0.707	-0.707	$+3\pi/4$
1	1	0.707	0.707	$+\pi/4$

Figura 2.44 Diagrama de constelación y tabla de verdad de la modulación QPSK

2.9.3.2 Receptor de QPSK

El diagrama de bloques de un receptor QPSK se muestra en la figura 2.45. El derivador de potencia dirige la señal QPSK de entrada a los detectores de producto, I y Q, y al circuito de recuperación de la portadora. El circuito de recuperación de la portadora reproduce la señal original del modulador de la portadora de transmisión. La portadora recuperada tiene que ser coherente, en frecuencia y fase, con la portadora de referencia transmisora. La señal QPSK se demodula en los detectores de producto, I y Q, que generan los bits de datos, I y Q, originales. Las salidas de los detectores de productos alimentan al circuito para combinar bits, donde se convierten de canales de datos, I y Q, paralelos a un solo flujo de datos de salida binarios.

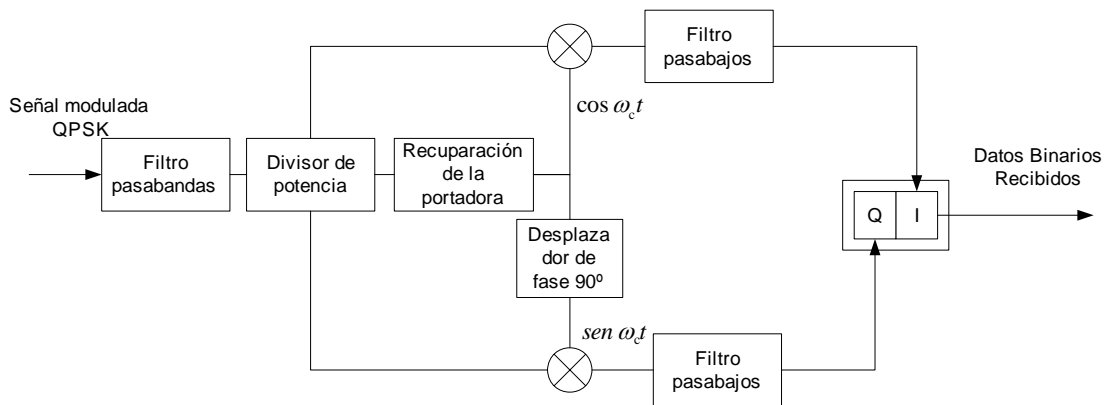


Figura 2.45 Esquema de un demodulador QPSK

2.9.4 PSK DE OCHO FASES (8-PSK)

Un PSK de ocho fases (8-PSK), es una técnica para codificar M-ario en donde $M=8$. Con un modulador de 8-PSK, hay ocho posibles fases de salida. Para codificar ocho fases diferentes, los bits que están entrando se consideran en grupos de 3 bits, llamados tribits ($2^3 = 8$).

2.9.4.1 Transmisor PSK de ocho fases

Un diagrama de bloques de un modulador de 8-PSK se muestra en la figura 2.46. El flujo de bits seriales que están entrando se introduce al desplazador de bits, en donde se convierte a una salida paralela de tres canales (el canal I, o en fase; el canal Q, o en cuadratura y el canal C, o de control). En consecuencia, la tasa de

bits, en cada uno de los tres canales, es $f_b/3$. Los bits en los canales I y C' (C negado), entran al convertidor de los niveles 2 a 4 del canal I, y los bits en los canales Q y C' entran el convertidor de los niveles 2 a 4, del canal Q. En esencia, los convertidores de los niveles 2 a 4 son convertidores digital a analógico (DAC) de entrada paralela. Con 2 bits de entrada, son posibles cuatro voltajes de salida. El algoritmo para los DAC es bastante sencillo. El bit I o Q determina la polaridad de la señal analógica de salida (1 lógico = +V y 0 lógico = -V), mientras que la C o el bit C' determina la magnitud (1 lógico = 1.307V y 0 lógico = 0.541V). En consecuencia, con dos magnitudes y dos polaridades, son posibles cuatro condiciones de salida diferentes.

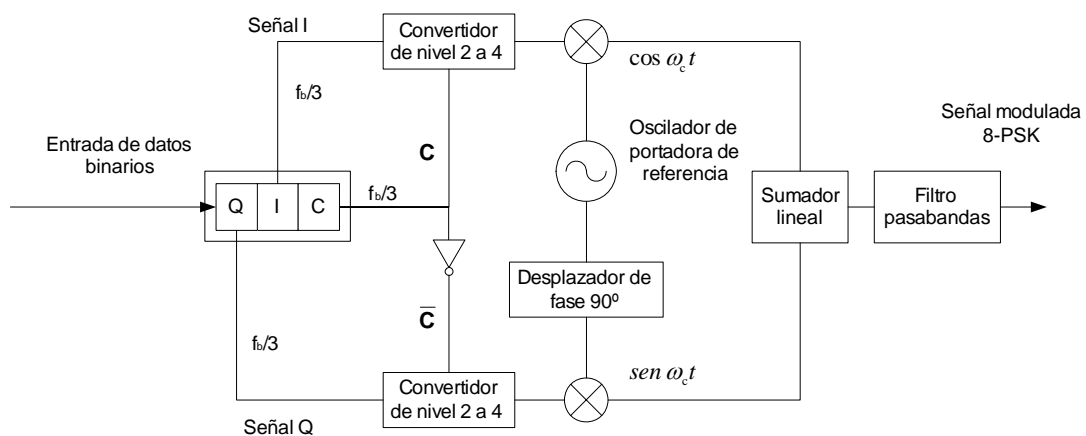
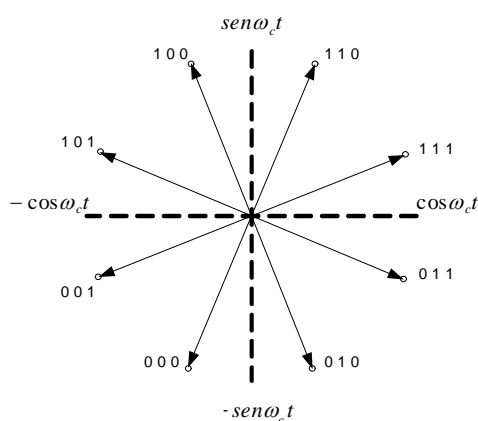


Figura 2.46 Esquema de un modulador 8 – PSK



Entrada Binaria	Coeficientes de Cuadratura		Fase de salida 8-PSK
	$sen \omega_c t$	$cos \omega_c t$	
Q I C			
1 1 1	0.383	0.924	$+\pi/8$
1 1 0	0.924	0.383	$+\pi/3$
1 0 0	0.924	-0.383	$+\pi/5$
1 0 1	0.383	-0.924	$+\pi/7$
0 0 1	-0.383	-0.924	$-\pi/7$
0 0 0	-0.924	-0.383	$-\pi/3$
0 1 0	-0.924	0.383	$-\pi/5$
0 1 1	-0.383	0.924	$-\pi/8$

Figura 2.47 Diagrama de constelación y tabla de verdad – Modulación 8-PSK

En la figura 2.47 puede verse que la separación angular, entre cualquiera de dos fasores adyacentes, es de 45° , la mitad de lo que es con QPSK. Por tanto, una

señal 8-PSK puede experimentar un cambio de fase de casi $\pm 22.5^\circ$, durante la transmisión, y todavía tener su integridad. Además, cada fasor es de igual magnitud; la condición tribit (información actual) se contiene, de nuevo, sólo en la fase de la señal.

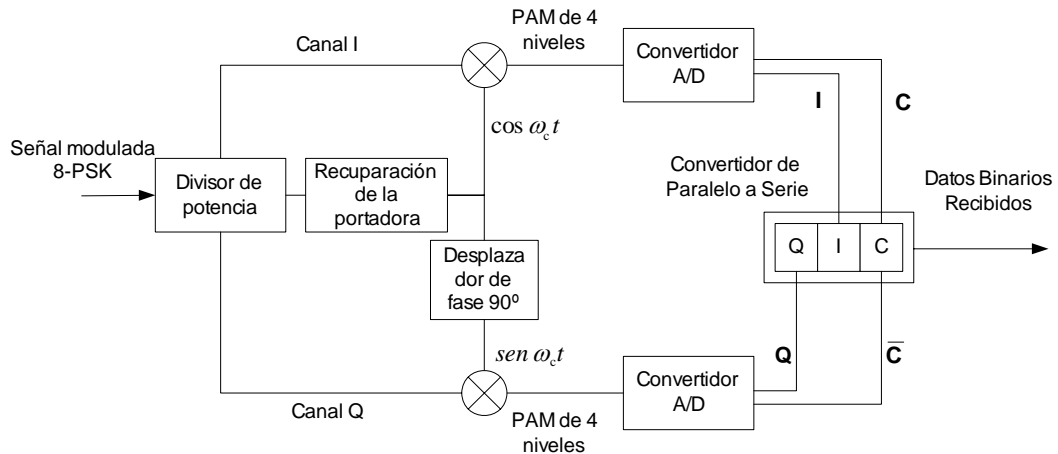


Figura 2.48 Esquema de un demodulador 8-PSK

Nota: QPSK es una técnica de modulación de amplitud constante. Para que una señal sea de amplitud constante, sus valores máximo y mínimo de amplitud tienen que ser constantes en un intervalo de tiempo relativamente grande. Un ejemplo de este tipo de señales es la señal senoidal no-modulada.

Las señales de amplitud constante tienen menos distorsión en amplificadores de potencia y por lo general se recomienda su uso en sistemas de comunicaciones inalámbricas. La razón de esto está en la naturaleza de los amplificadores. Estos poseen un comportamiento no-lineal, es decir, que la amplificación de la señal cambia conforme varía la amplitud de la misma. Mientras mayores son las variaciones de amplitud de la señal, mayor va a ser el comportamiento no-lineal y esto da lugar a una señal de salida distorsionada. QPSK, no es estrictamente una técnica de modulación de amplitud constante, ya que posee discontinuidades de fase, pero se acerca la definición y se considera como tal en la práctica. Otra técnica de modulación de amplitud constante es FSK.

2.10 MODULACIÓN DIGITAL QAM [6], [9]

La Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM por sus siglas en inglés de *Quadrature Amplitude Modulation*) es una técnica de modulación que combina la modulación en amplitud y la modulación en fase. Esta técnica es una modulación lineal que consiste en modular en doble banda lateral dos portadoras de la misma frecuencia desfasadas 90° .

En ésta técnica se modula la mitad de los símbolos con una frecuencia y la otra mitad con la misma frecuencia desfasada 90° . El resultado de las componentes después se suma, dando lugar a la señal QAM. De esta forma, QAM permite llevar dos canales en una misma frecuencia mediante la transmisión ortogonal de uno de ellos con relación al otro. La componente "en cuadratura" de esta señal corresponderá a los símbolos modulados con una frecuencia desfasada 90° , y la componente "en fase" corresponde a los símbolos modulados sobre una portadora sin desfase. En la figura 2.49 se observa las constelaciones para los esquemas de modulación 4-QAM, 16-QAM y 64-QAM. Para cada uno de ellas varía la característica de amplitud y de fase. Se puede observar que la constelación de 4-QAM es idéntica a la de QPSK; en realidad son la misma técnica, con nombres distintos.

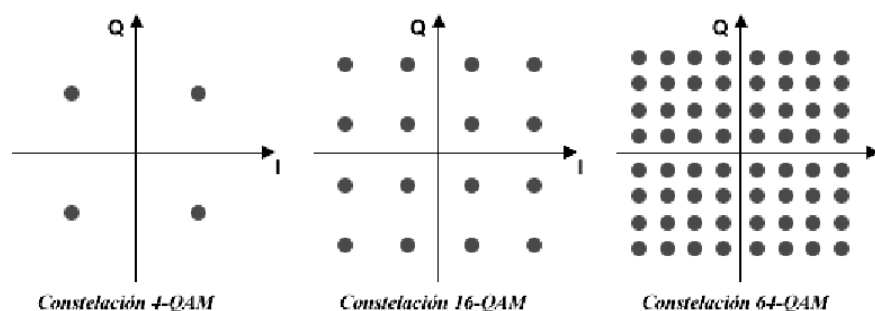


Figura 2.49 Ejemplos de constelaciones QAM

Este tipo de modulación tiene la ventaja de que ofrece la posibilidad de transmitir dos señales en la misma frecuencia, de forma que favorece el aprovechamiento del ancho de banda disponible. Tiene como inconveniente que es necesario realizar la demodulación con demoduladores síncronos.

El funcionamiento de este tipo de modulación se puede explicar con un caso particular de ésta, por ejemplo, la modulación 16-QAM. En esta técnica se dispone de 16 estados posibles de modulación, que están representados en su diagrama de constelación. (Ver figura 2.49) Cada símbolo representa a 4 bits de datos digitales (debido a que $16 = 2^4$). Dos de estos bits corresponden a la componente "en cuadratura" (portadora desfasada), y los dos restantes, corresponden a la componente "en fase" (portadora con fase cero) de la señal. Puesto que se dispone de dos componentes, es posible transmitir cuatro niveles en cada componente y de 16 estados en total en este esquema de modulación.

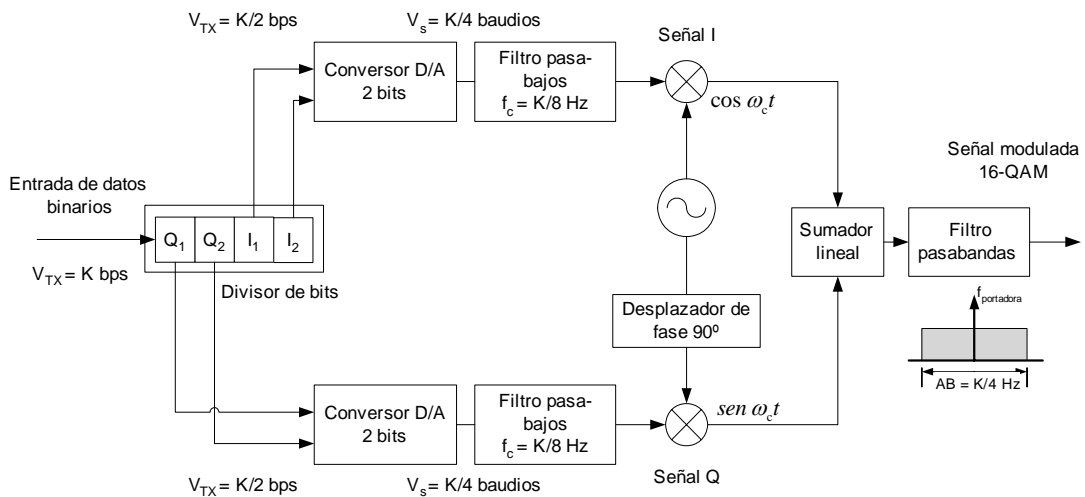


Figura 2.50 Esquema de un modulador 16-QAM

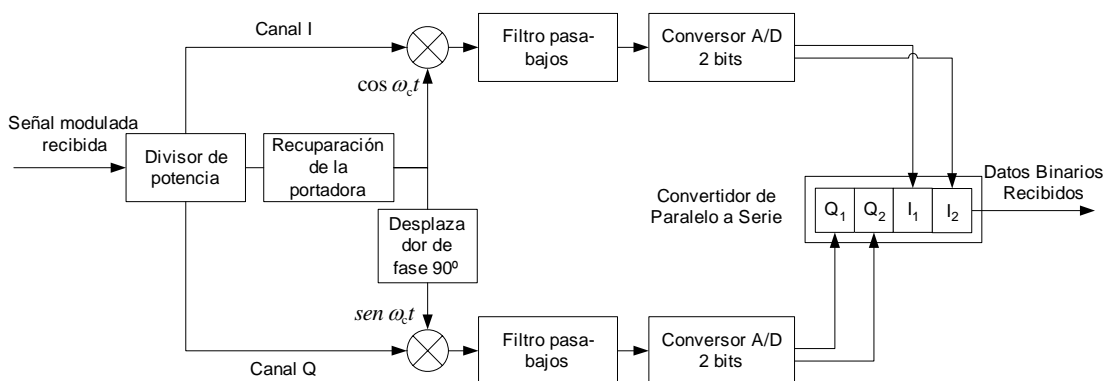


Figura 2.51 Esquema de un demodulador 16-QAM

La eficiencia espectral de QAM es idéntica a la de PSK, pero QAM posee mayor tolerancia a errores. De hecho, QAM se puede considerar una extensión de PSK,

ya que ambas modulaciones necesitan de dos coeficientes, los cuales modulan la portadora en fase y la portadora en cuadratura. En PSK, estos coeficientes están relacionados entre sí, ya que representan la magnitud del seno y del coseno de un ángulo; mientras tanto que en QAM estos dos coeficientes son independientes entre sí.

2.10.1 APLICACIÓN PRÁCTICA DE LA MODULACIÓN QAM

La modulación QAM es ampliamente utilizada en los modernos sistemas de comunicaciones. Se utiliza modulación QAM en forma analógica, para modular las dos señales de crominancia en los sistemas de televisión PAL y NTSC. Es utilizada en los módems, para la transmisión de datos digitales sobre una línea telefónica.

2.10.2 HERRAMIENTAS DE SYSTEMVIEW PARA MODULACIÓN QAM



Bloque Modulador en cuadratura (Q-Mod)

Este bloque implementa un modulador en cuadratura. Los parámetros de este bloque son:

- A – Amplitud de las señales moduladas seno y coseno.
- fc – La frecuencia de las señales moduladas seno y coseno.
- ϕ - La fase inicial de señales moduladas seno y coseno.

Internamente, el bloque realiza la siguiente operación matemática:

$$y(t) = A[I(t)\cos(2\pi f_c t + \phi) + Q(t)\sin(2\pi f_c t + \phi)] \quad (2.37)$$

donde $I(t)$; $Q(t)$: Entradas de señales modulantes

Si $I(t) = \cos \theta_k$ y $Q(t) = \sin \theta_k$, entonces este bloque hará las veces de modulador PSK. Si las entradas $I(t)$ y $Q(t)$ son señales multinivel de 2^k niveles, entonces se

realizará la modulación QAM. Por ejemplo, con $K=3$ (8 niveles), se modulará en 64-QAM.



Bloque Detector coherente (*IQ Mixer*)

Este bloque realiza el producto de la señal modulada de entrada con señales seno y coseno de una frecuencia especificada. Este bloque es utilizado para obtener las señales modulantes I y Q en un demodulador. Para obtener las señales modulantes, generalmente se utilizan dos filtros a continuación de las salidas I y Q, que seleccionan una de las bandas laterales productos de la multiplicación. Por lo general, se escoge la banda inferior para ser detectada. El usuario debe proporcionar los filtros externos. Los parámetros de este bloque son:

A : Amplitud de las señales seno y coseno.

f_0 : Frecuencia de las señales seno y coseno.

ϕ : La fase de referencia de las señales seno y coseno.

A_{err} : El desequilibrio de amplitud entre las señales seno y coseno.

ϕ_{err} : La cantidad de error de fase entre las señales seno y coseno.

Las salidas del bloque siguen las fórmulas:

$$\begin{aligned} I(t) &= x(t)A \cos(2\pi f_0 t + \phi) \\ Q(t) &= x(t)A \left(10^{\frac{A_{err}}{20}} \right) \sin(2\pi f_0 t + \phi + \phi_{err}) \end{aligned} \quad (2.38)$$

CAPITULO 3

CAPÍTULO 3

SIMULACIÓN DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL ^{[2], [3]}

3.1 INTRODUCCIÓN A LAS SIMULACIONES

Este capítulo contiene simulaciones de sistemas de Comunicación Digital. El diseño de los sistemas utiliza conceptos y bloques descritos en el Capítulo 2. Cada una de las secciones de este capítulo contiene dos o más ejercicios redactados en forma de práctica de laboratorio, es decir, se exponen los objetivos y el enunciado del trabajo práctico, y a continuación se resuelve dicho enunciado, con una descripción del sistema implementado y del proceso de diseño que se siguió.

Los ejercicios de SystemView aquí descritos están contenidos en el CD que acompaña el presente documento. Al realizar las simulaciones de un determinado tema, se recomienda seguir el mismo orden secuencial, ya que los ejercicios tienen un grado de dificultad ascendente.

3.2 TEOREMA DEL MUESTREO Y *ALIASING*

Objetivos:

- Analizar y comprender las causas del *aliasing*.
- Observar el efecto del *aliasing* en el proceso de muestreo de una señal digital.
- Aplicar los conocimientos adquiridos sobre el proceso de muestreo y cuantificación.

3.2.1 TRABAJO PRÁCTICO 1

Realice el diseño del sistema en SystemView que se muestra en la figura 3.1

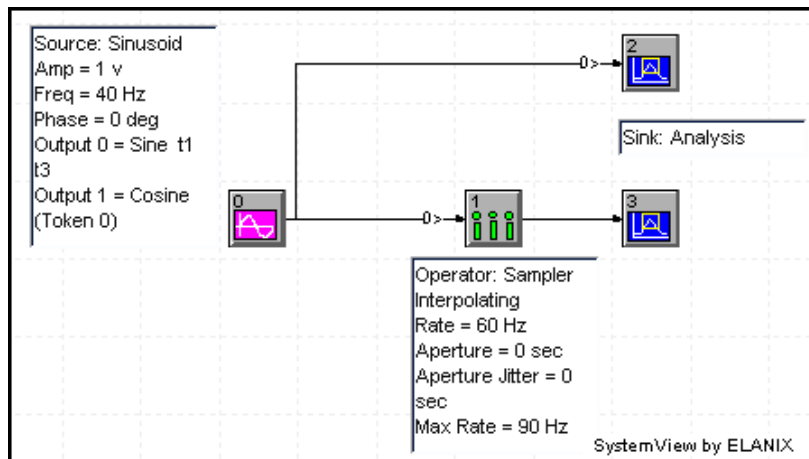


Figura 3.1 Sistema propuesto para observar el efecto del aliasing

Parámetros del sistema:

No. de muestras = 1024

Frecuencia de muestreo = 1 KHz

En este sistema, la onda senoidal de entrada se muestrea a 1 KHz, como está definido en la ventana Temporización del sistema, y a la vez se muestrea a 60 Hz mediante el bloque Muestreo (Sampler). Por lo tanto, se espera obtener aliasing en una de las salidas del sistema, debido a que la señal sinusoidal se definió a una frecuencia de 40 Hz.

- i) Simule el sistema y obtenga las gráficas de salida del sistema. Sobreponga dichas gráficas y comente cómo se alteró la forma de onda y la frecuencia de la señal original. ¿De qué depende este fenómeno?
- ii) Grafique los espectros de potencia de estas dos formas de onda. Observe el efecto del aliasing, al ser desplazado la frecuencia fundamental de la señal original. ¿Cuál es la frecuencia fundamental aparente en la señal con alias?

- iii) Repita el literal anterior utilizando 30, 70 y 90 Hz como frecuencias de muestreo.

3.2.1.1 Resolución

El sistema diseñado consta en el archivo Aliasing1.svu

i) Gráficas de salida del sistema

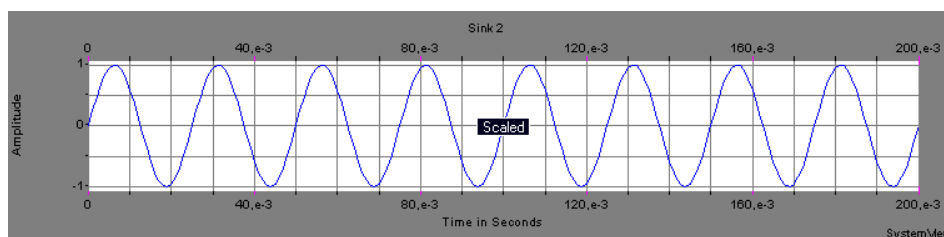


Figura 3.2 Señal de entrada, $f=40$ Hz

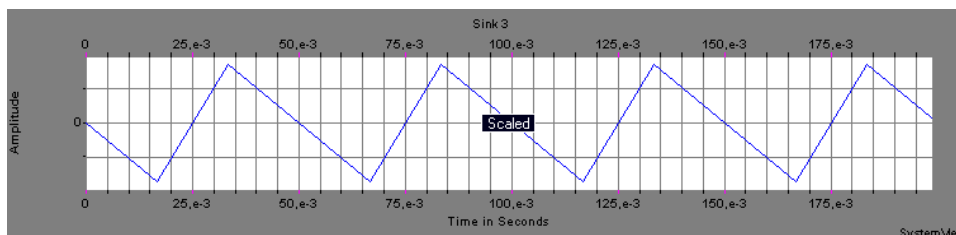


Figura 3.3 Señal muestreada a $f_s=60$ Hz

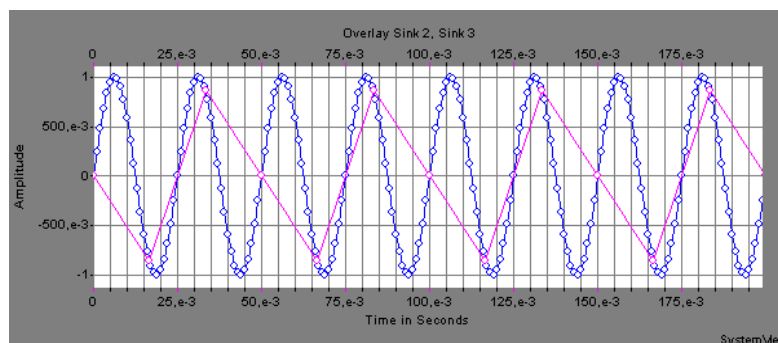


Figura 3.4 Superposición de las dos señales

Comentario:

Al realizar el proceso de muestreo de la señal senoidal a un frecuencia más baja a la de Nyquist, se produjo el fenómeno del *aliasing*, es decir, la señal se distorsiona

y la frecuencia fundamental de la señal distorsionada es más baja que de la señal original.

ii) En la figura 3.5 se puede ver los espectros de potencia de la señal original (40 Hz - azul), y de la señal muestreada a 60 Hz (violeta). Esta última presenta *aliasing*, es decir, el espectro de potencia de la señal original ha sido desplazado.

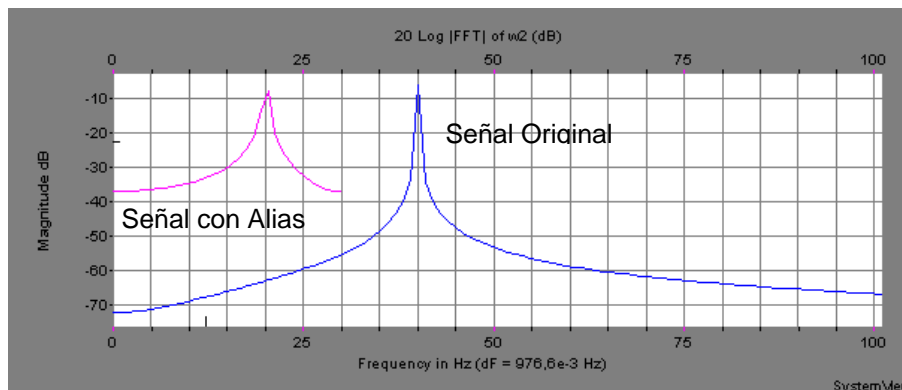


Figura 3.5 Espectros de potencia de las dos señales ($f_s=60\text{Hz}$)

La frecuencia fundamental aparente de la señal con aliasing es de 20 Hz

iii)

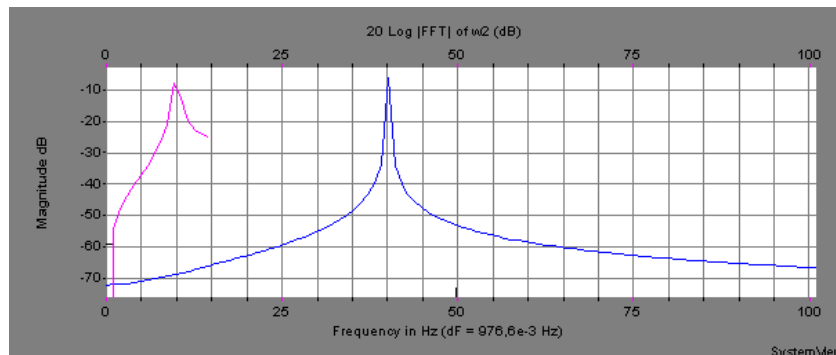


Figura 3.6 Espectros de potencia de las dos señales ($f_s=30\text{Hz}$)

En la figura 3.6 se puede observar que, cuando la frecuencia de muestreo es de 30 Hz, es decir, menor a la frecuencia de Nyquist, la señal muestreada presenta alias, y su espectro de frecuencia se desplaza. La frecuencia de la señal con alias aparenta siempre será menor que la frecuencia de la señal original.

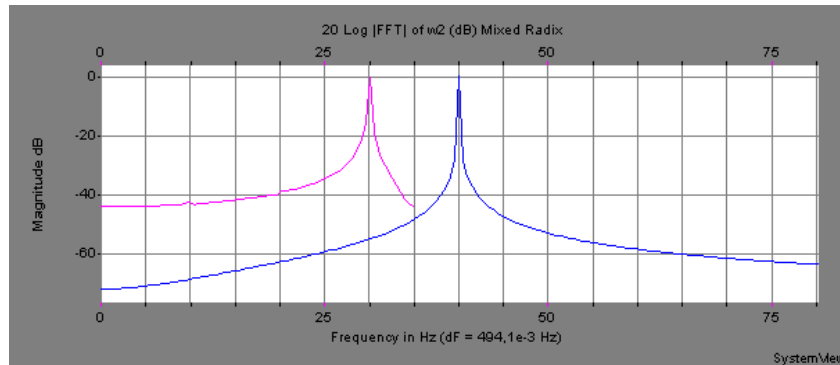


Figura 3.7 Espectros de potencia de las dos señales ($f_s=70\text{Hz}$)

En la figura 3.7 se puede observar que con frecuencia de muestreo de 70 Hz, todavía existe *aliasing*; esta frecuencia no es lo suficientemente alta como para representar el espectro de la señal analógica dada.

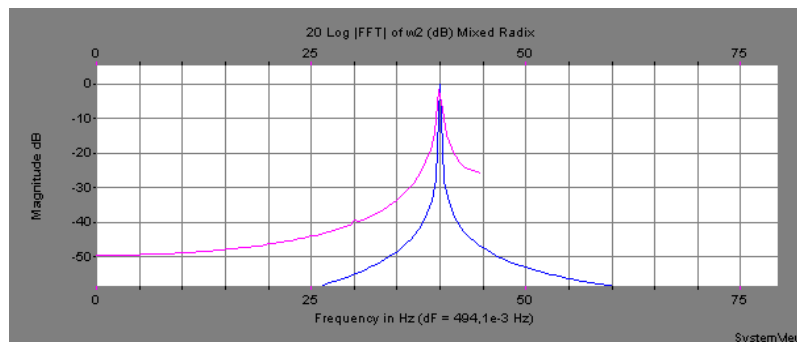


Figura 3.8 Espectros de potencia de las dos señales ($f_s=90\text{Hz}$)

En la figura 3.8 se observa el caso cuando la frecuencia de muestreo es superior a la de Nyquist. ($f_s=90\text{Hz}$) El espectro de la señal muestreada conserva la frecuencia fundamental y contiene la información suficiente para recuperar a la señal original, por lo tanto, no se produjo *aliasing*.

3.2.2 TRABAJO PRÁCTICO 2

Se realizará la simulación del sistema de SystemView que se indica en la figura 3.9 y se observará el efecto del *aliasing*. ¿Qué frecuencias se ven afectadas? Suponga que la frecuencia de 100 Hz no es una frecuencia deseada en el sistema. Diseñe un filtro que limite el ancho de banda de la señal de entrada y elimine el *aliasing* en la salida muestreada.

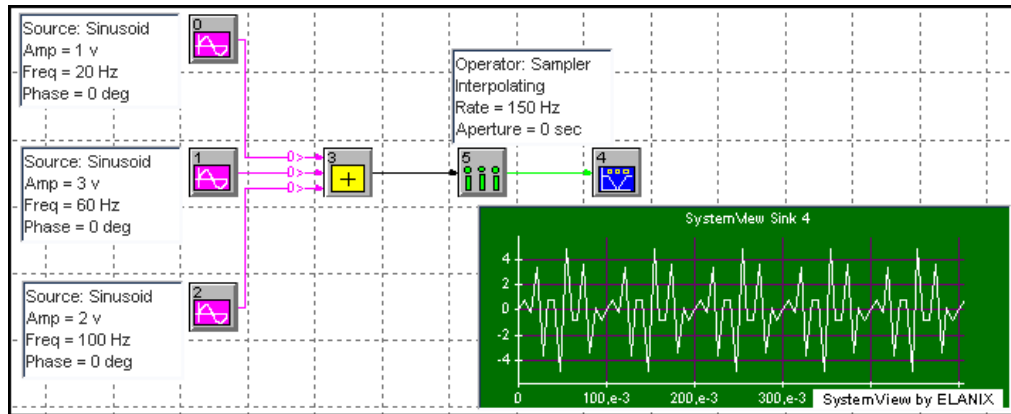


Figura 3.9 Muestreo de una señal con varias frecuencias fundamentales

Parámetros del sistema:

No. de muestras = 512

Frecuencia de muestreo = 1 KHz

3.2.2.1 Resolución

Este sistema consta en el archivo *Aliasing2.svu* La simulación de este sistema da como resultados las siguientes gráficas:

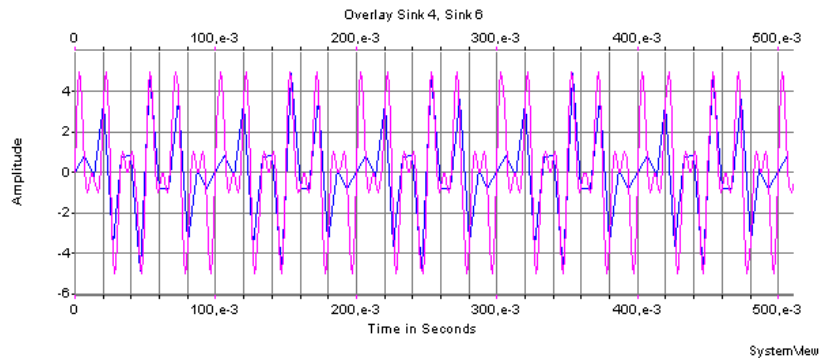


Figura 3.10 Gráficas de la señal de entrada y la señal muestreada ($f_s=150$ Hz)

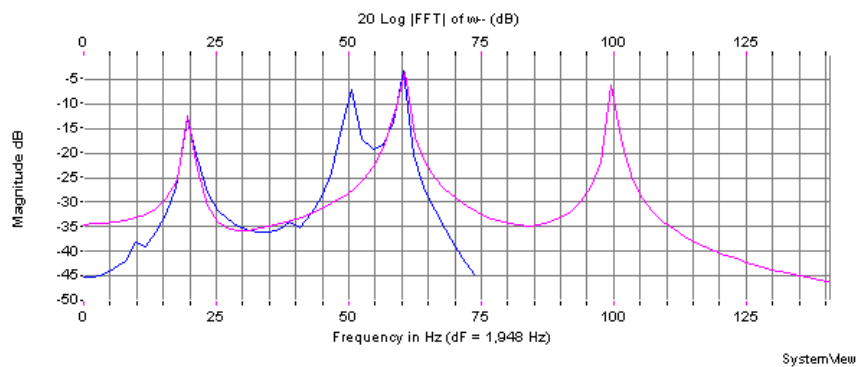


Figura 3.11 Espectros de potencia de las dos señales.

Al observar las figura 3.10 y figura 3.11 se puede concluir lo siguiente:

- La señal de entrada está compuesta por tres frecuencias: 20, 60 y 100 Hz. La señal resultante de la suma de estas frecuencias pasa por un bloque de muestreo con una $f_s = 150$ Hz.
- Se produce *aliasing* de la componente de 100 Hz de la señal de entrada, lo que origina una componente aparente y errónea de 50 Hz en la señal de salida.
- Este ejemplo modela un sistema analógico que se muestrea sin que haya sido limitado su ancho de banda. Este proceso da como producto una señal digitalizada distorsionada, con frecuencias no-deseadas producto del *aliasing*.

Si se considera a la frecuencia de 100 Hz como no-deseada, se puede diseñar un filtro pasa-bajos para eliminar dicha frecuencia y eliminar la distorsión producida por el *aliasing* de la señal de 100 Hz. En este caso se aplicó un filtro analógico pasabajos de Butterworth de $f_c = 80$ Hz.

Las modificaciones hechas al sistema inicial constan en la figura 3.12, el archivo correspondiente es Aliasing3.svu

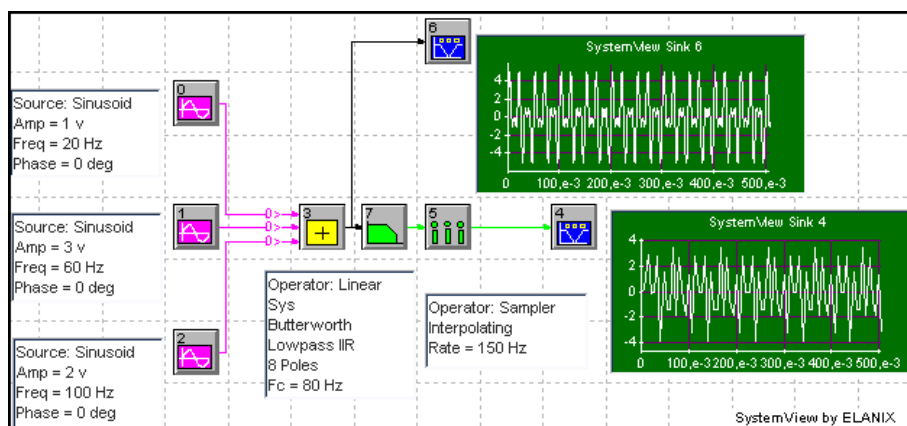


Figura 3.12 Señal con ancho de banda limitado para su muestreo

El espectro de frecuencia de la señal de salida de este sistema va a ser la que se indica en la figura 3.13.

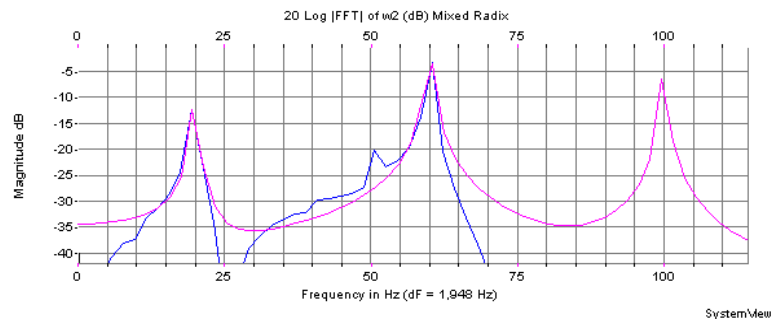


Figura 3.13 Espectro de potencia de las señales utilizando un filtro con $f_c = 80$ Hz

3.2.3 PREGUNTAS

- 1) Con los resultados de los numerales ii) y iii) del trabajo práctico, obtener una expresión analítica para calcular la frecuencia fundamental “aparente” y errónea que se manifiesta con el fenómeno del aliasing.

Se supondrá que la señal senoidal original se puede representar como:

$$s(t) = \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) \quad (3.1)$$

donde f_1 : frecuencia de la senoidal
 f_s : frecuencia de muestreo de la señal
 k : número de muestra digital

Si se realiza el muestreo de la señal, se utilizará una frecuencia de muestreo f_s y se define por k el número de muestra digital, que está relacionada con la variable de tiempo de acuerdo con la siguiente relación:

$$k = t \cdot f_s \quad t = \frac{k}{f_s} \quad (3.2)$$

Si se realiza el muestreo de la señal, con una frecuencia $f_s < 2 \cdot f_1$ se va a tener *aliasing*.

$$\begin{aligned}
 s(k) &= \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_1}{f_s} \cdot k\right) \\
 f_1 &= f - (f_s - f_1) \\
 \therefore s(k) &= \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{(f - (f_s - f_1))}{f_s} \cdot k\right) \\
 \therefore s(k) &= \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \left(1 - \frac{(f_1 - f_s)}{f_s}\right) \cdot k\right) \\
 s(k) &= \sin(2 \cdot \pi \cdot k) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{(f_1 - f_s)}{f_s} \cdot k\right) - \cos(2 \cdot \pi \cdot k) \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{(f_1 - f_s)}{f_s} \cdot k\right) \\
 \sin(2 \cdot \pi \cdot k) &= 0; \quad \cos(2 \cdot \pi \cdot k) = 1 \\
 \therefore s(k) &= -\sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{(f_1 - f_s)}{f_s} \cdot k\right) \\
 \boxed{s(k) = -\sin(2 \cdot \pi \cdot (f_1 - f_s) \cdot t)} & \quad // \quad \quad \quad \mathbf{(3.3)}
 \end{aligned}$$

Ésta expresión permite determinar la frecuencia aparente que presenta la señal con *aliasing*. Esto concuerda tanto con las gráficas del dominio del tiempo como con las gráficas espectrales de la señal.

2) *¿Por qué el criterio de Nyquist es idealizado y se aplica el sobremuestreo?, dé ejemplos prácticos de sistemas en los que se aplican estos conceptos.*

En la práctica siempre se utiliza una frecuencia de muestreo un poco por encima del valor de Nyquist para que resulte más fácil hacer el filtro de reconstrucción de la señal. Un criterio es elegir $f_s = (2.2)f_m$. Además, si se aplica el criterio de Nyquist, en algunos casos particulares los puntos de muestreo de la señal periódica pueden coincidir con los puntos de cruce por cero, sin obtener información acerca de la frecuencia fundamental de la señal.

Por ejemplo, el sonido que se almacena en un CD está muestreado a 44.1 KHz (44100 muestras por segundo), siendo el ancho de banda original de la fuente de audio (es decir el “ancho de banda del oído”) de 20 KHz.

3.3 CÓDIGOS DE LÍNEA

Objetivos:

- Familiarizarse con los códigos de línea, y sus características como: ancho de banda espectral, facilidad de sincronización, tolerancia ante errores de transmisión y complejidad.
- Conocer el campo de aplicación de los distintos códigos, en concordancia con sus características.
- Aplicar los conocimientos adquiridos en la cátedra de Comunicación Digital para el diseño de codificadores y decodificadores de códigos de línea.

3.3.1 TRABAJO PRÁCTICO 1

Realice la simulación del sistema *Codigos1.svu* representado en el diagrama de la figura 3.14:

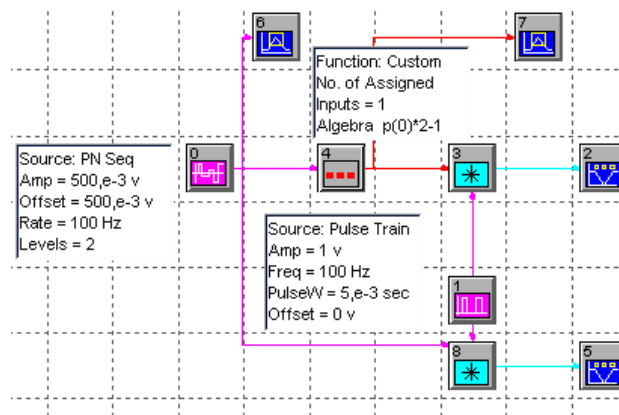


Figura 3.14 Simulación de codificaciones

Este sistema permite simular la codificación simultánea NRZ Unipolar, NRZ polar, RZ Unipolar y RZ Bipolar. Consta de los siguientes bloques:

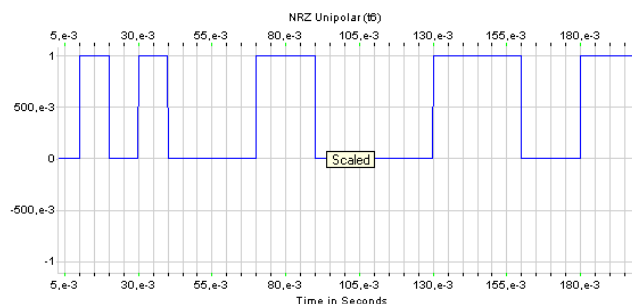
- Un generador de secuencias pseudo aleatorias. (Bloque 0)
- Un generador de pulsos rectangulares para codificar RZ (Bloque 1)
- Un bloque de Función Algebraica. (Bloque 4)
- Multiplicación (Bloques 3 y 8)
- Cuatro Sumideros. (Bloques 6,7,2 y 5)

Parámetros del sistema:

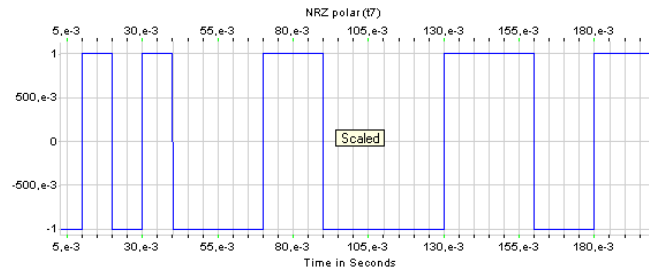
- Número de muestras: 16384
 - Frecuencia de muestreo: 10000 Hz
 - Los demás parámetros son calculados automáticamente por SystemView.
- a) Obtenga los gráficos de cada uno de los códigos mencionados en la descripción del sistema.
- b) Obtenga los gráficos del espectro de potencia de cada uno de los códigos del sistema. Verifique el ancho de banda de cada una de las codificaciones de línea.

3.3.1.1 Resolución

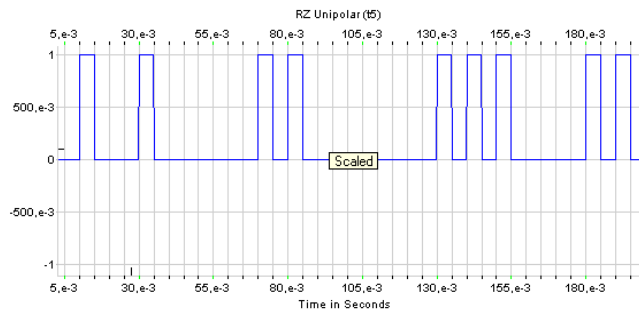
El sistema anterior permite simular con mucha precisión cuatro codificaciones: NRZ unipolar, NRZ polar, RZ unipolar y RZ bipolar. A continuación constan las gráficas de las señales generadas por este sistema,



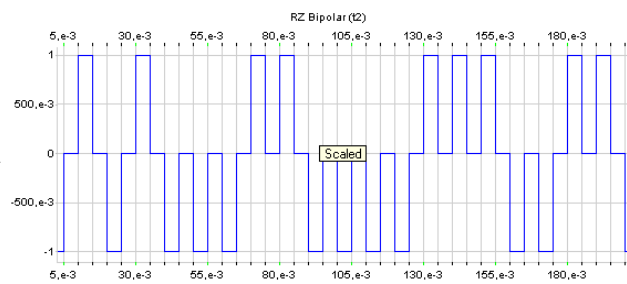
(a) NRZ unipolar



(b) NRZ polar



(c) RZ unipolar

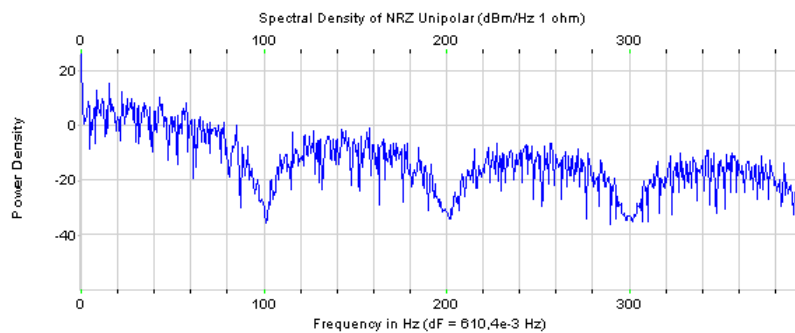


(d) RZ bipolar

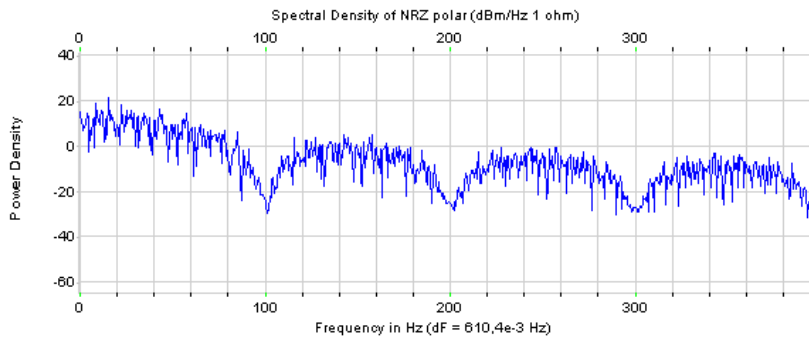
Figura 3.15 Gráficas de las señales generadas

Los espectros de potencia son calculados en base cada uno de estos códigos. Las gráficas que representan los espectros van a ser más precisas conforme se aumenta el tiempo de simulación.

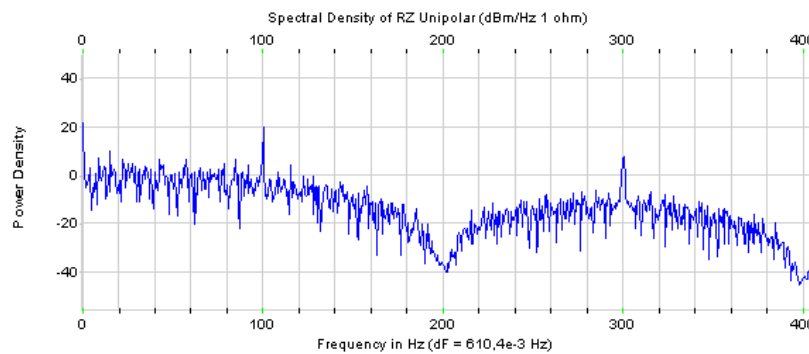
En la figura 3.16, se presenta los gráficos de los espectros de potencia respectivos:



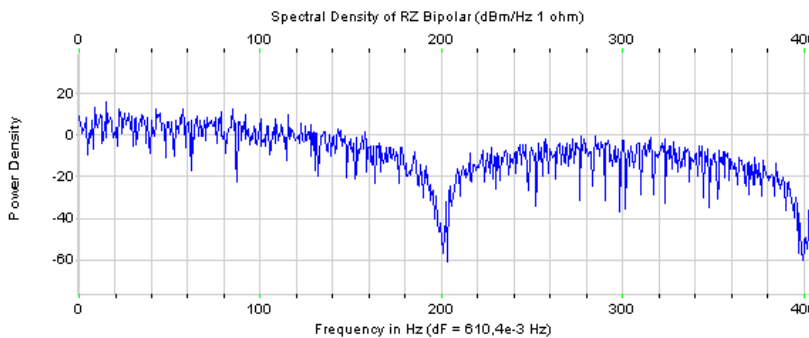
(a) Espectro de la señal NRZ unipolar



(b) Espectro de la señal NRZ bipolar



(c) Espectro de la señal RZ unipolar



(c) Espectro de la señal RZ bipolar

Figura 3.16 Gráficos de los espectros de potencia de las señales codificadas

Como se puede verificar de los gráficos de los espectros de potencia, el ancho de banda efectivo al transmitir los correspondientes códigos será de:

- NRZ unipolar: $AB=V_{\text{señal}}$
- NRZ polar: $AB=V_{\text{señal}}$
- RZ unipolar: $AB=2*V_{\text{señal}}$
- RZ bipolar: $AB=2*V_{\text{señal}}$

3.3.2 TRABAJO PRÁCTICO 2

Diseñe un sistema que realice la codificación Manchester Diferencial.

- a) Simule el sistema de tal manera que se obtenga la secuencia crítica a la salida del sistema.
- b) Grafique el espectro de potencia y verifique el ancho de banda del sistema anterior.

3.3.2.1 Resolución

a) Se ha diseñado el sistema *Codigos2.svu* que simula la codificación Manchester Diferencial. Este sistema consta de los siguientes bloques:

- Un generador de secuencias pseudo aleatorias. (Bloque 0)
- Un generador de pulsos rectangulares (señal de reloj) (Bloque 1)
- Un multiplexor (Bloque 4)
- Un inversor de la polaridad de la señal (Bloque 5)
- Operación lógica XOR (Bloque 6)
- Retardo de la señal (Bloque 7)
- Bloques sumidero para el análisis de resultados (Bloques 2, 3 y 8)

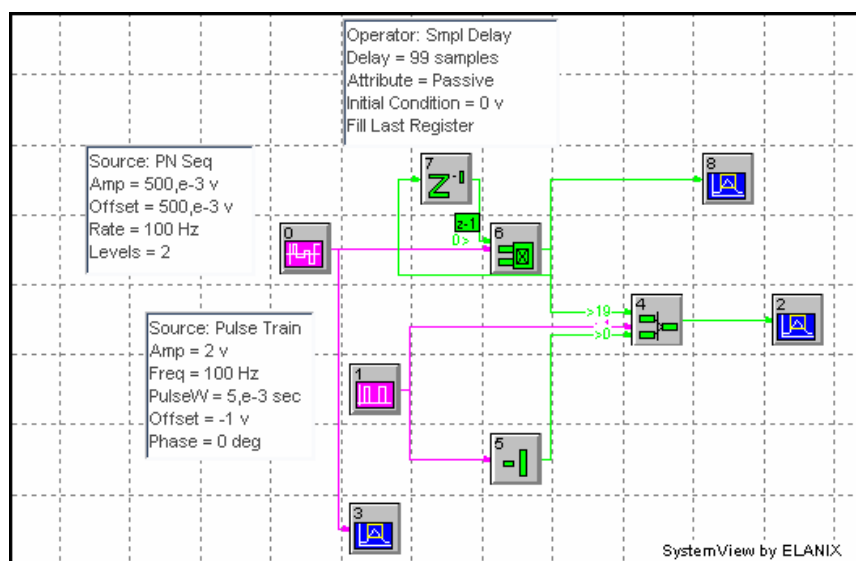


Figura 3.17 Simulación de codificación Manchester Diferencial

Parámetros del sistema:

- Número de muestras: 16384
- Frecuencia de muestreo: 10000 Hz
- La velocidad de transmisión de los datos de entrada es de 100 bps.

El sistema diseñado, mediante los bloques de retardo y la operación lógica XOR (OR exclusivo) permite generar la señal diferencial. Si la entrada a este circuito es un 0 lógico, la señal de salida mantiene su nivel anterior. Si la entrada es un 1 lógico, la salida cambia de nivel.

A continuación, el multiplexor (Bloque 4) hace el papel de un codificador Manchester, ya que dependiendo del estado de su señal de control selecciona la correspondiente señal de la entrada. En las dos entradas del multiplexor se hallan la señal de reloj y su señal negada.

Con la simulación del sistema se obtienen las siguientes gráficas:

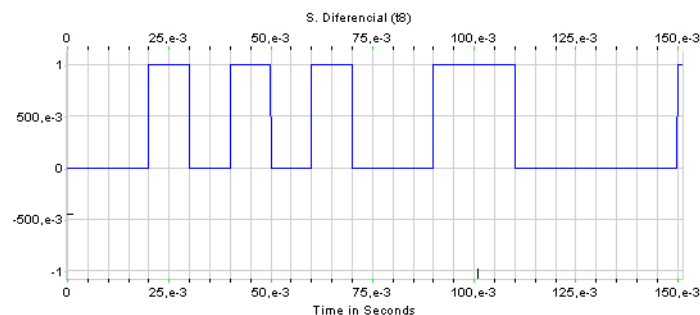


Figura 3.18 Gráfico de la señal digital de entrada

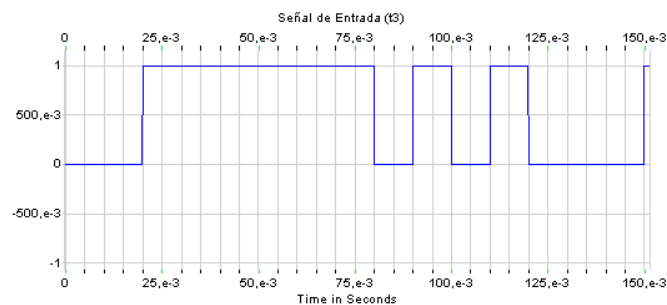


Figura 3.19 Gráfico de la señal diferencial

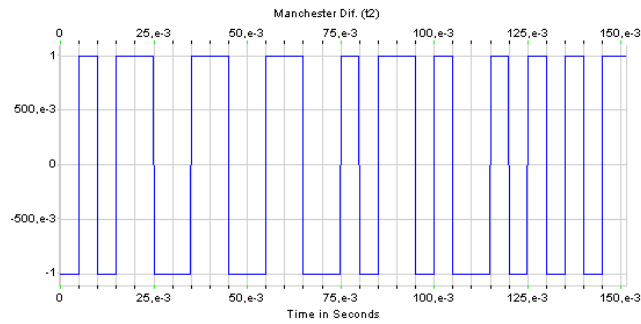


Figura 3.20 Gráfico de la señal codificada Manchester Diferencial

El ancho de banda efectivo de la señal Manchester Diferencial será:

$$AB = 2 \cdot V_{señal} \tag{3.4}$$

Esta relación se puede comprobar al observar el espectro de la señal de la figura 3.21.

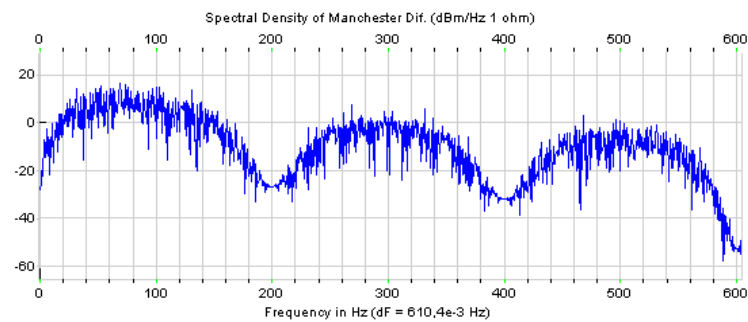


Figura 3.21 Gráfico del espectro de potencia de la señal Manchester Diferencial.

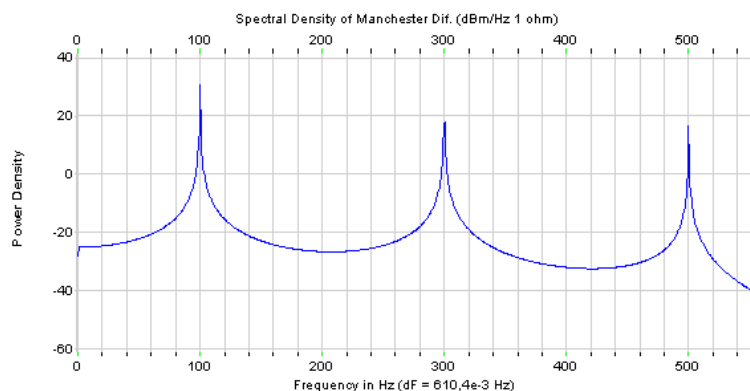


Figura 3.22 Gráfico del espectro de potencia considerando la secuencia crítica

Observación: Cabe destacar en este tipo de simulaciones que la secuencia digital no es ingresada por el usuario, siendo producida por el propio programa, en forma de secuencia pseudoaleatoria. Esto se realiza para simular y observar la forma del espectro de potencia de un sistema de comunicaciones lo más cercano a la realidad. Al contrario, si se graficara el espectro de potencia de la secuencia

crítica, aparecería una sola frecuencia fundamental, sin dar la idea de la forma real del gráfico del espectro. (Ver figura 3.22)

3.4 ALTERACIONES DE LA SEÑAL

Objetivos:

- Comprender las causas de la alteración de las señales digitales en el proceso de transmisión y conocer los medios para minimizar dichas alteraciones.
- Familiarizarse con el concepto de Interferencia Intersímbolo (*ISI*) y con la aplicación de filtros para minimizar su efecto.
- Conocer el diagrama del ojo y su aplicación en el análisis de alteraciones de la señal digital de banda base.

3.4.1 EJERCICIO

El propósito principal del filtrado de señales de banda base es reducir su ancho de banda. El filtro de Nyquist cumple con esta función, y además asegura que no se produzca ISI en la recepción de la señal. El sistema de la figura 3.23 ilustra este concepto. Los datos son transmitidos a 200 kbps, y pasan por un filtro digital que simula el funcionamiento de un filtro de Nyquist de 501 elementos. Este sistema está grabado en el archivo *Filtro_Nyquist.svu*, para su comprensión y simulación.

Este sistema consta de los siguientes bloques:

- Un generador de secuencias pseudo aleatorias. (Bloque 0)
- Un bloque de muestreo a 200 Hz (Bloque 1)
- Un bloque de retención del nivel 0 voltios (Bloque 2)
- Un bloque de retardo de las muestras (Bloque 7)
- Un filtro de Nyquist $\sin(t)/t$ (Bloque 4)
- Un bloque de ganancia de 50 (Bloque 6)
- Dos bloques sumidero para la graficación de resultados (Bloques 3 y 5)

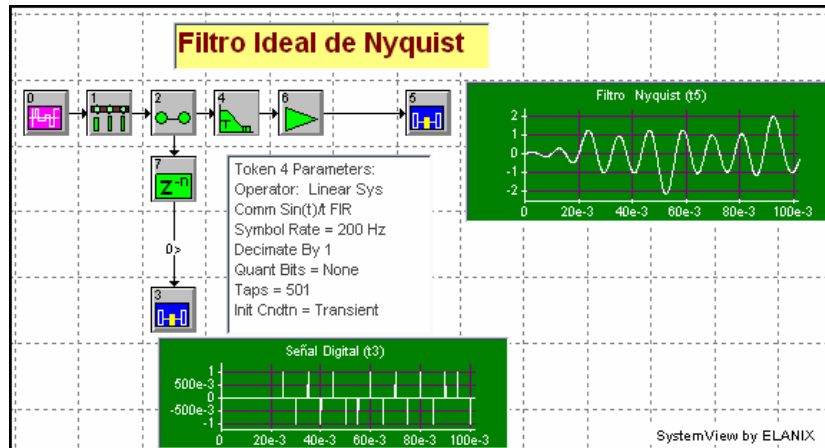


Figura 3.23 Sistema con filtrado de Nyquist de datos digitales

Al simular el sistema, se hará la superposición de la señal digital y la señal filtrada. Se puede notar que no se produce ISI en la señal filtrada, ya que la señal filtrada coincide con los valores de la señal digital en los momentos de muestreo. (Ver figura 3.24). Esta es una propiedad fundamental de este tipo de filtros.

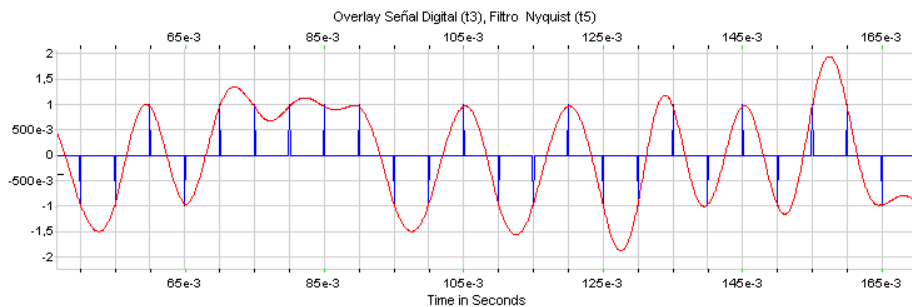


Figura 3.24 Señal digital y señal filtrada

Para obtener el diagrama del ojo de la señal filtrada, basta con ir al Calculador de Sumideros, y seleccionar la opción *Style – Slice*. Se seleccionará la ventana con la señal filtrada, para así obtener el diagrama del ojo. Se introducirá el número de muestras presentes entre cada bit (*Length*) y la muestra inicial desde la cual se iniciará la graficación (*Start*).

Como se puede observar, en los puntos de muestreo (centro del diagrama) no existe ISI, las curvas se intersecan en un punto, coincidente con el instante de muestreo del sistema.

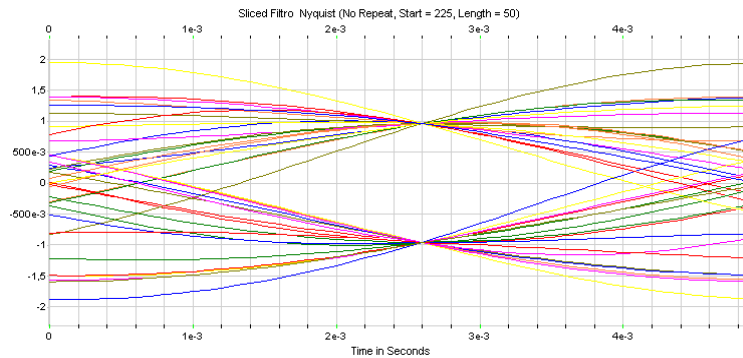


Figura 3.25 Diagrama del ojo del filtro de Nyquist

Ahora se tratará de encontrar el ancho de banda de la señal muestreada. Para este fin, se aumentará el número de muestras del sistema en la ventana Temporización a un valor alto (por ejemplo 65536 muestras). Se simula el sistema y se accede a la ventana Calculador de Sumideros. Para encontrar el espectro de frecuencias, se accederá a la opción *Spectrum – Power Spectrum (dBm in 1 ohm)*, obteniendo así una gráfica del espectro. Como la velocidad de la señal es de 200 baudios en nuestro sistema, el ancho de banda de la señal filtrada será alrededor de 100 Hz (según la fórmula $W = \frac{1}{2T_s}$). (Ver figura 3.26)

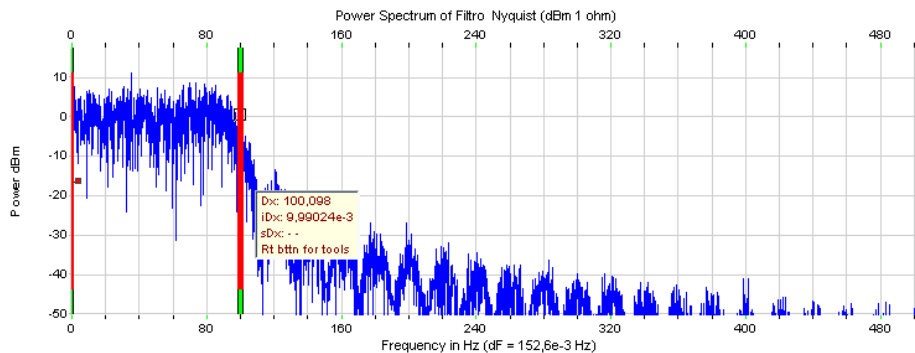


Figura 3.26 Espectro de frecuencias y ancho de banda

3.4.2 TRABAJO PRÁCTICO 1

En base al sistema del archivo Filtro_Nyquist.svu, realice los siguientes ejercicios:

- *Cambie el número de niveles de la señal digital a otro valor (3 a 5 niveles). Obtenga el diagrama del ojo de esta nueva señal.*

- Agregue una fuente de ruido gaussiano aditivo al sistema. Verifique el efecto del ruido sobre el diagrama del ojo.
- Desconecte la fuente de ruido y añada un filtro pasabajos analógico al canal de transmisión. Este filtro deberá dejar pasar las componentes espectrales de la señal modulada, pero distorsionará la fase de dicha señal. Obtenga el diagrama del ojo y observe el efecto del filtro.

3.4.2.1 Resolución

Para este trabajo práctico se ha implementado el sistema de la figura 3.27. Éste está grabado en el archivo Diagrama_Ojo.svu. En el gráfico se lo muestra con los bloques de ruido y filtro analógico desconectados.

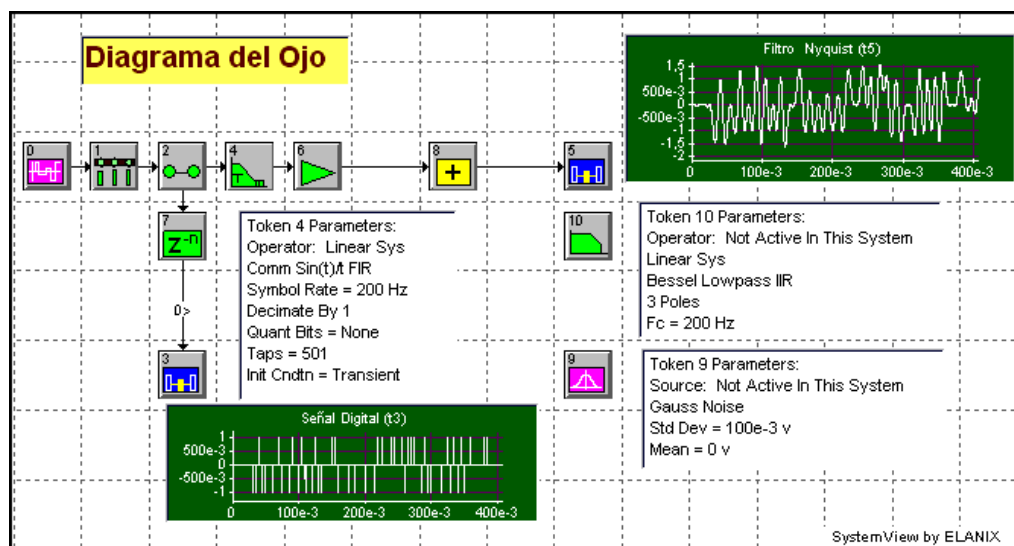


Figura 3.27 Obtención del diagrama del ojo

El sistema está compuesto por los siguientes elementos:

- Un generador de secuencias pseudo aleatorias. (Bloque 0)
- Un bloque de muestreo a 200 Hz (Bloque 1)
- Un bloque de retención del nivel 0 voltios (Bloque 2)
- Un bloque de retardo de las muestras (Bloque 7)
- Un filtro de Nyquist $\sin(t)/t$ (Bloque 4)
- Un bloque de ganancia de 50 (Bloque 6)
- Un sumador (Bloque 8)
- Un filtro pasabajos con $f_c=200$ Hz (Bloque 10)

- Generador de ruido gaussiano (Bloque 9)
- Dos bloques sumidero para la graficación de resultados (Bloques 3 y 5)

Para la obtención de los diagramas del ojo se utilizaron como parámetros:

- Muestra de Inicio = 255
- Intervalo = 50 muestras

Al aumentar el número de niveles de la señal digital, consecuentemente cambia el número de aperturas del ojo. Se sigue la regla:

$$\# \text{ de aperturas} = \# \text{ de niveles} - 1 \quad (3.5)$$

En la figura 3.28 consta el diagrama del ojo para una secuencia digital de 3 niveles con un filtro tipo sinc(t). Se sigue visualizando el efecto de este filtro, ya que no existe ISI en los instantes de muestreo.

Para visualizar el efecto del ruido, se dispuso una fuente de ruido gaussiano aditivo a continuación del filtro sinc(t). El ruido introducido tiene una magnitud de 0.1 v de desviación estándar. El efecto del ruido se nota en la figura 3.29. Se produce distorsión en los instantes de muestreo, y el ojo se cierra significativamente. Si el nivel de ruido alcanza una amplitud tal que el ojo se cierra completamente, no será posible la recuperación de datos digitales en el receptor.

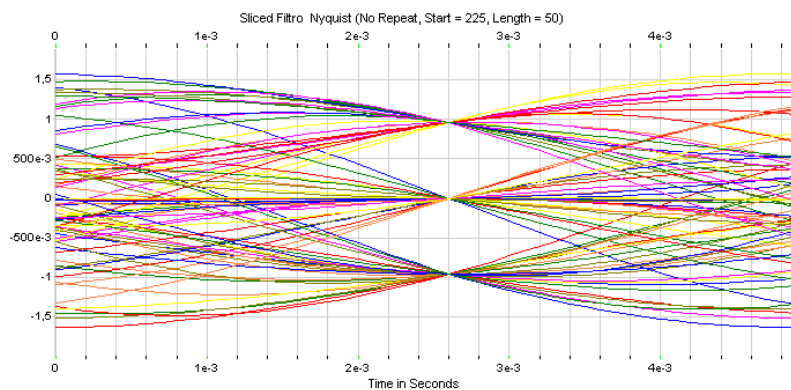


Figura 3.28 Diagrama del ojo de una señal de 3 niveles

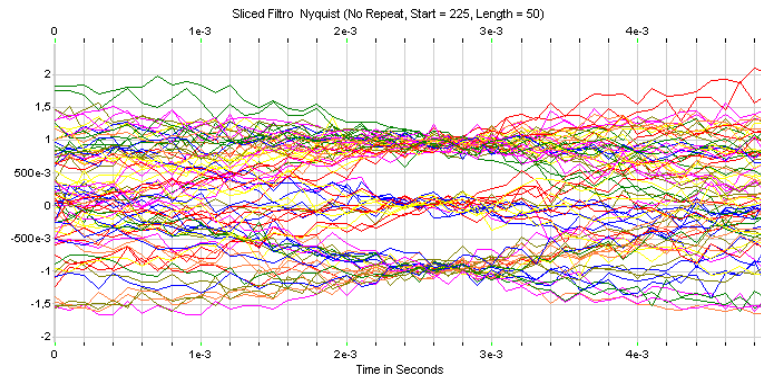


Figura 3.29 Efecto del ruido

El efecto de la distorsión de fase producido por el filtro analógico es la pérdida del instante de muestreo óptimo. Esto se puede visualizar en la figura 3.30. El diagrama del ojo aparece “movido”, con lo cual un receptor que tome muestras a la mitad del período no recuperará correctamente las señales digitales.

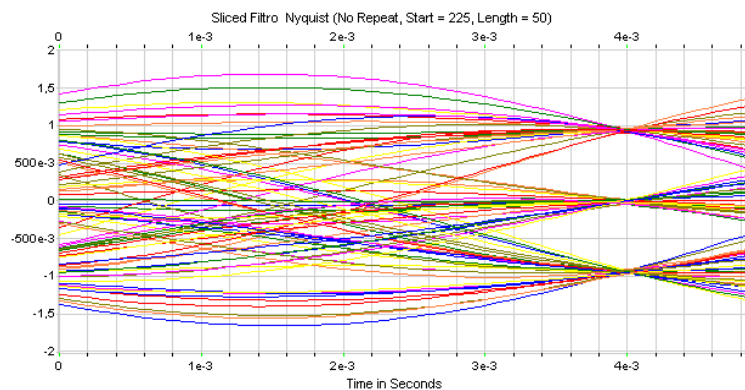


Figura 3.30 Efecto de la distorsión de fase

3.4.3 TRABAJO PRÁCTICO 2

En base al sistema del archivo *Filtro_Nyquist.svu*, realice los siguientes ejercicios:

- Reemplace el filtro ideal de Nyquist $\text{sinc}(t)$ por un filtro Coseno Levantado, con un factor de roll-off de 1. Realice la simulación del sistema, obtenga el diagrama del ojo y encuentre el ancho de banda de la señal filtrada.
- Cambie el factor de roll-off a un valor inferior. ¿En qué proporción cambia el ancho de banda de la señal?
- Simule el sistema con la utilización de un filtro Raíz de Coseno Levantado, con un factor de roll-off de 1. ¿Cuál es la principal diferencia de este filtro?

- *Simule el funcionamiento de dos filtros Raíz de Coseno Levantado consecutivos.*
- *Comente los resultados obtenidos.*

3.4.3.1 Resolución

Se diseña el sistema de la figura 3.31, el cual está grabado en el archivo Coseno_Levantado.svu

Este sistema simula el funcionamiento de tres tipos de filtros:

- Filtro Coseno Levantado (Bloque 4)
- Filtro Raíz de Coseno Levantado (Bloque 9)
- Dos filtros Raíz de Coseno Levantado consecutivos (Bloques 12 y 13)

Los parámetros iniciales de este sistema son:

- Numero de muestras en la simulación: 4096 muestras
- Frecuencia de muestreo del sistema: 10000 Hz

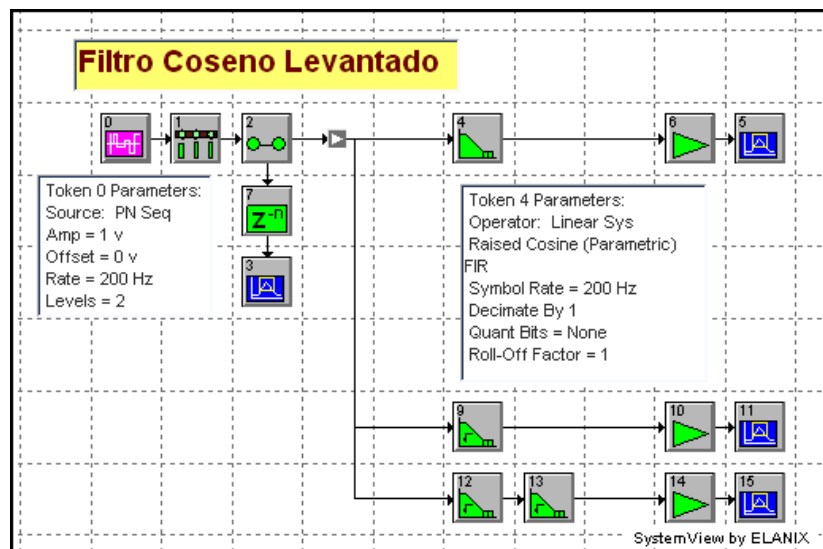


Figura 3.31 Simulación del funcionamiento de los filtros coseno levantado

3.4.3.1.1 Filtro Coseno Levantado

Al simular el sistema con el filtro Coseno Levantado, se puede apreciar su principal característica: la eliminación de ISI en los instantes de muestreo. Esto

se puede apreciar en la gráfica del diagrama del ojo, en los instantes de muestreo de la señal, en la parte central de la figura 3.32.

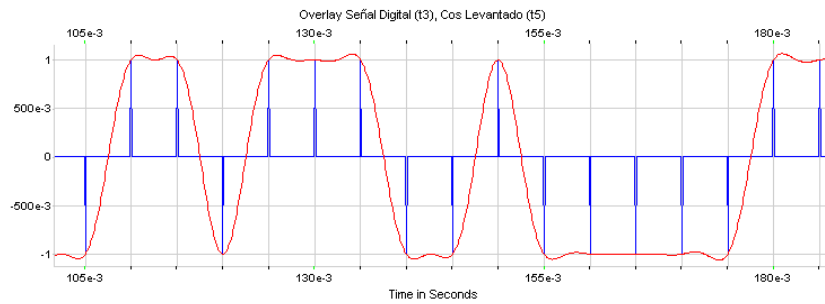


Figura 3.32 Señal digital y señal filtrada (Coseno Levantado)

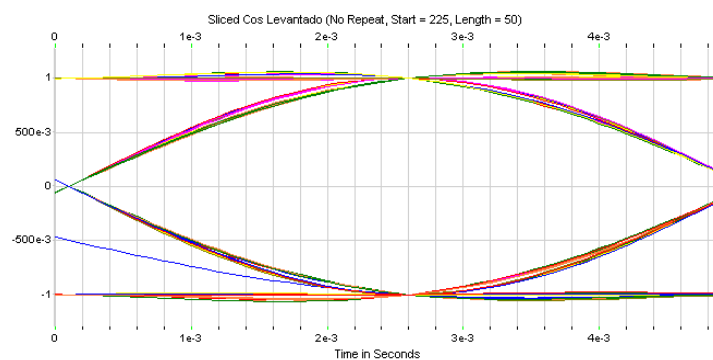


Figura 3.33 Diagrama del ojo (Coseno Levantado)

El filtro coseno levantado, posee un ancho de banda variable, definido por el factor de roll-off o α . En el primer caso, en la figura 3.34, se muestra un ancho de banda para $\alpha=1$ (200 Hz) y en la figura 3.35 consta el ancho de banda para $\alpha=0.2$ (120 Hz). En general, el ancho de banda ideal para esta clase de filtros se expresa como:

$$W_0 = (1 + \alpha)V_S \tag{3.6}$$

donde V_S es la velocidad de la señal de la secuencia digital.

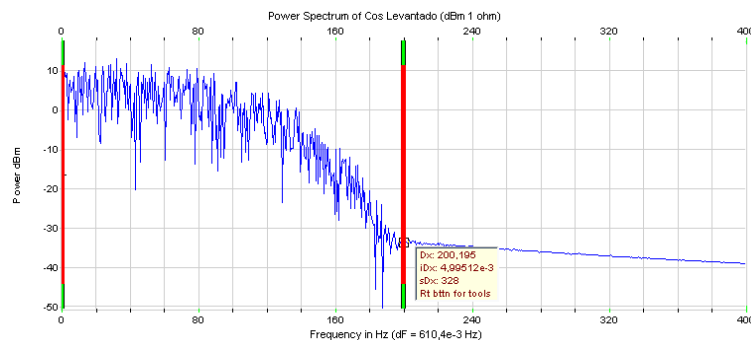


Figura 3.34 Ancho espectral ($\alpha=1$)

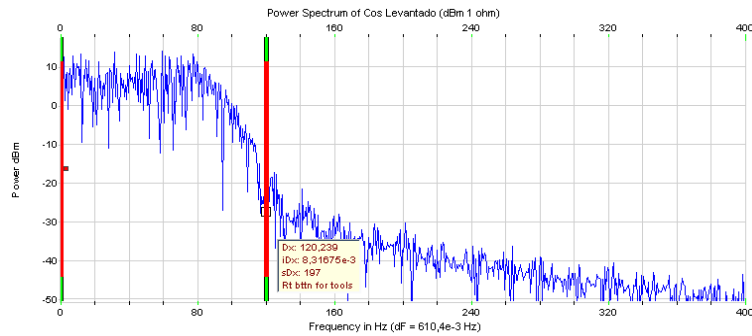


Figura 3.35 Ancho espectral ($\alpha=0.2$)

3.4.3.1.2 Filtro Raíz de Coseno Levantado

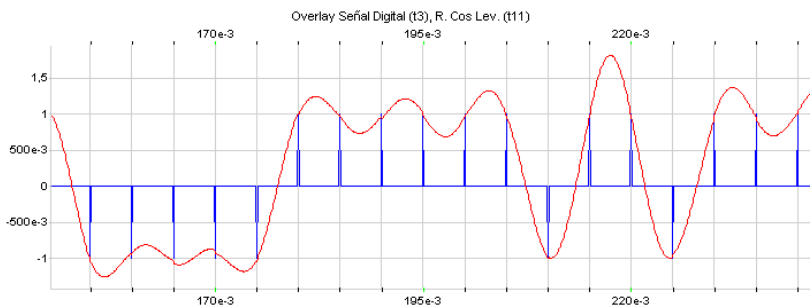


Figura 3.36 Señal digital y señal filtrada (Raíz de Coseno Levantado)

En la simulación del sistema con un solo filtro Raíz de Coseno Levantado, se tuvo la presencia de ISI en la señal transmitida. Este tipo de filtros se utiliza en los sistemas de comunicaciones, uno en el transmisor y otro en el receptor, para constituir juntos un filtro Coseno Levantado, y así evitar el ISI. No se utiliza un solo filtro por separado ya que no proporciona un mejoramiento de la señal.

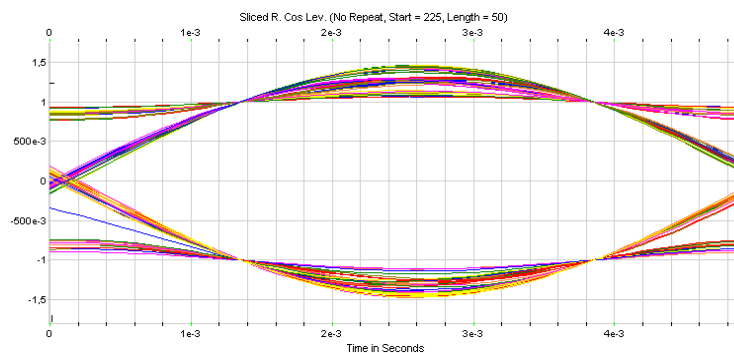


Figura 3.37 Diagrama del ojo (Raíz de Coseno Levantado)

3.4.3.1.3 Dos filtros consecutivos Raíz de Coseno Levantado

En las gráficas siguientes se puede comprobar el hecho que estos dos filtros consecutivos constituyen un Coseno Levantado. Nótese la ausencia de ISI en el diagrama del ojo.

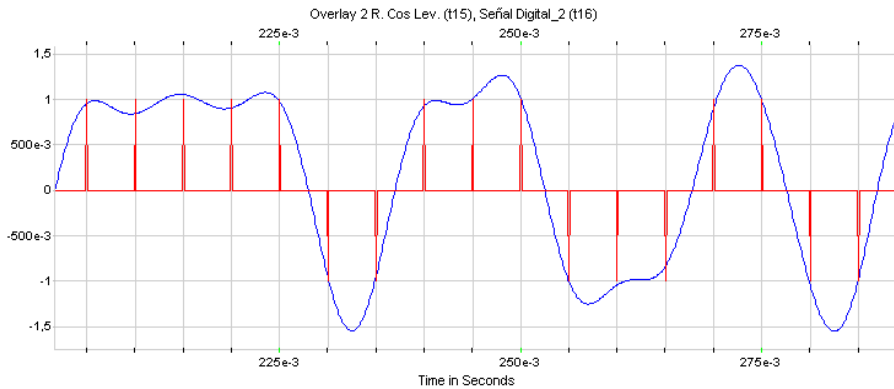


Figura 3.38 Señal digital y señal filtrada (2 filtros Raíz de Coseno Levantado)

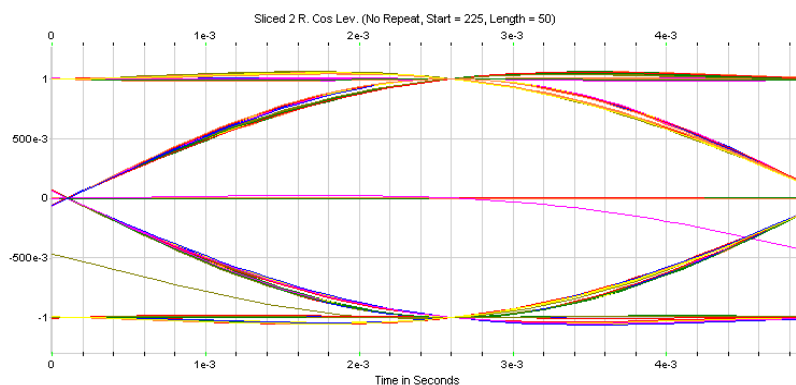


Figura 3.39 Diagrama del ojo (2 filtros Raíz de Coseno Levantado)

3.5 CUANTIFICACIÓN DEL BER Y GENERACIÓN DE GRÁFICOS

Objetivos:

- Utilizar el software SystemView para cuantificar el parámetro de Tasa de Bits Errados en un sistema de comunicaciones en particular.
- Utilizar el software SystemView para generar gráficos de BER (*Bit Error Rate* o Tasa de Bits Errados) vs. E_b/N_0 y medir el rendimiento de un sistema de comunicaciones en un ambiente de ruido.
- Aplicar los conocimientos teóricos de Comunicación Digital, para simular esquemas de comunicación aplicados en la práctica profesional.

3.5.1 TRABAJO PRÁCTICO 1

Realice la simulación del sistema BER1.svu. Este sistema permite la simulación de un sistema de comunicación digital en banda base con codificación NRZ Polar, que se transmite a través de un canal de ancho de banda limitado y con ambiente de ruido. El bloque 2 introduce ruido gaussiano en el sistema de comunicación, mientras que el bloque 7 simula una limitación en el ancho de banda del canal a 10 Hz. Los bloques 1 y 6 son necesarios para volver a muestrear la señal digital, de tal forma que tengan el formato requerido por el bloque BER, es decir una muestra por bit de datos.

Los parámetros del sistema son:

- Número de muestras: 8192
- Frecuencia de muestreo: 100 Hz

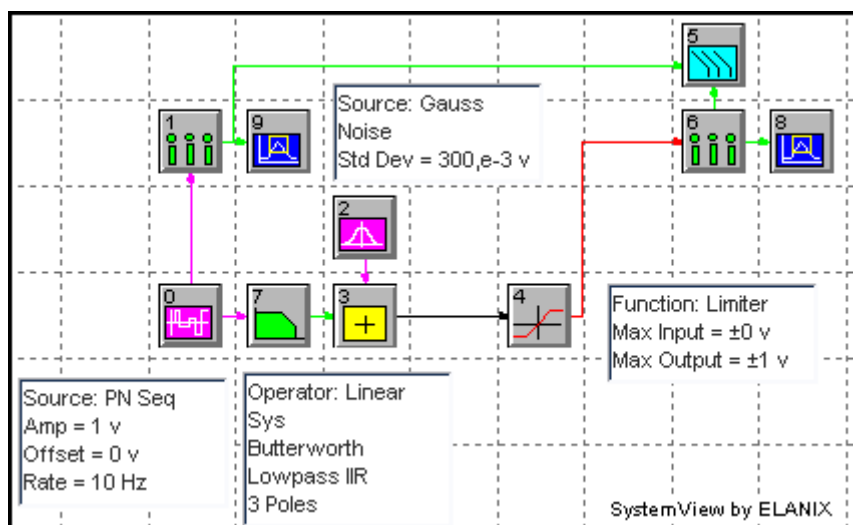


Figura 3.40 Comunicación digital en presencia de ruido

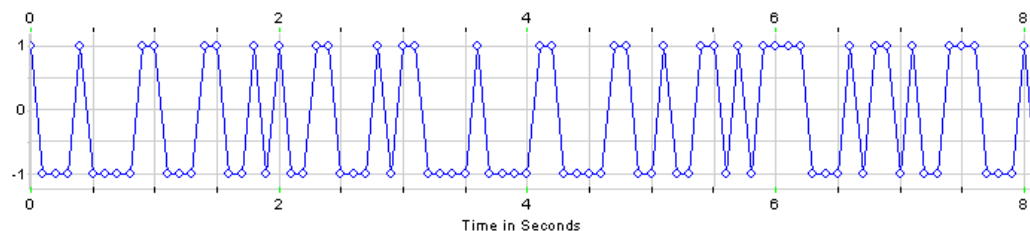
La función del Limitador (Bloque 4) es la de volver a diferenciar la señal digital. Sus parámetros son: Máximo de entrada (Max Input) y Máximo de Salida. Si una señal de entrada sobrepasa el Máximo de Entrada (0v), entonces, el bloque entrega a la salida su Máximo (+1v), en el caso contrario, entrega (-1v). Es una manera de discriminar la señal digital que ha sido contaminado con ruido.

Se desea simular este sistema a través de los siguientes pasos:

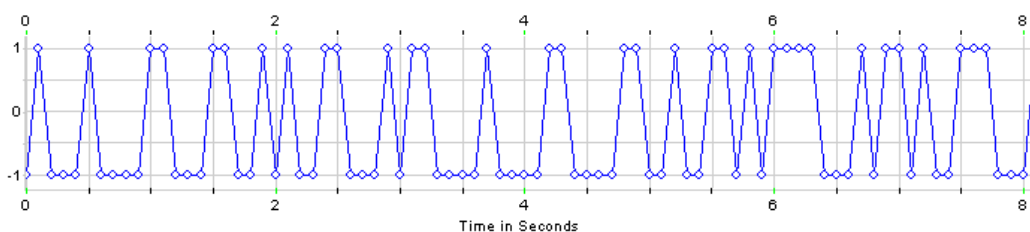
- a) Grafique las dos señales digitales: la de entrada y la de salida del sistema, indicadas por los bloques 9 y 8, respectivamente, así como la señal digital contaminada por el ruido gaussiano.
- b) De las señales digitales de entrada y salida deduzca: ¿Es necesario retrasar la señal de entrada, para que las dos estén alineadas en el tiempo? Si la respuesta es positiva, encuentre el número de muestras que se debe retrasar las dos señales y mediante un bloque Retardo de Muestra aplique el retardo al sistema.
- c) Inserte un sumidero en el sistema que permita visualizar la Tasa de Bits errados de la simulación entera en forma numérica. Aumente el número de muestras a 262144, para tener una mayor cantidad de datos. ¿Cuál es el BER del sistema? Aumente la desviación estándar del bloque de ruido a 0.3. ¿Aumenta o disminuye el BER?

3.5.1.1 Resolución

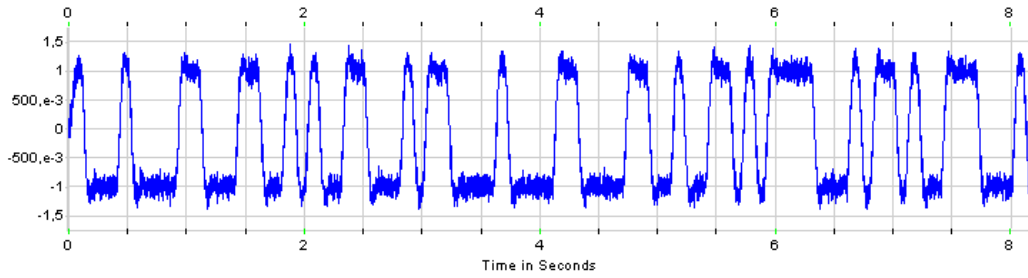
- a) Graficación de señales digitales: de entrada, de salida y señal contaminada con ruido.



(a) Secuencia digital de entrada



(b) Secuencia digital recuperada en la salida



(c) Señal transmitida (contaminada con ruido)

Figura 3.41 Gráficas de resultados

b) De las gráficas del literal anterior se puede apreciar que la señal digital de salida está desplazada con respecto a la de entrada. El desplazamiento se lo puede observar a simple vista, pero si existe dificultad en cuantificar el retardo existente entre la secuencia de entrada y la de salida, se puede recurrir a la *Correlación* de las dos señales. El resultado de esta operación consta en la figura 3.42.

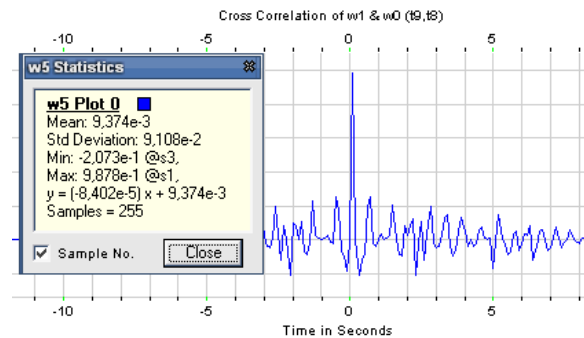


Figura 3.42 Resultado de la correlación

De las estadísticas de este gráfico se puede observar que el retardo es de 1 muestra. Por lo tanto **sí** es necesario insertar un retardo de 1 muestra entre las dos secuencias digitales.

c) El sistema completo está grabado en el archivo BER1.svu y su gráfica consta como se indica en la figura 3.43.

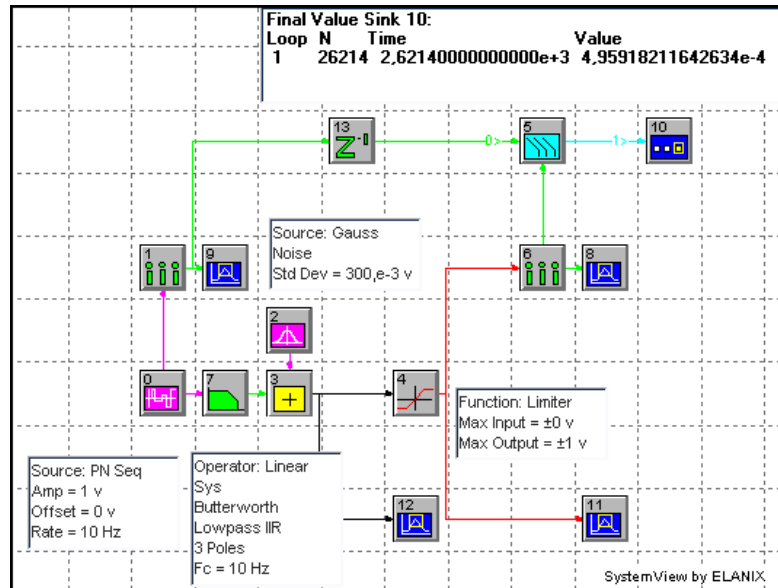


Figura 3.43 Sistema listo para la cuantificación del BER

El sistema simulado posee un bloque de ruido con desviación estándar de 0.3; con lo cual, el valor del BER oscila alrededor de 5×10^{-4} . Si se aumenta la desviación estándar del bloque de ruido a 0.4, el nuevo BER va a ser de 6×10^{-3} . Este resultado está en concordancia con la teoría, ya que un aumento de la densidad de ruido causará un aumento de cantidad de bit errados en el sistema de comunicaciones.

Una de las maneras de comprobar el correcto funcionamiento del modelo de SystemView consiste en eliminar el bloque de ruido del sistema, con lo cual, el valor de BER va a ser 0. Así se garantiza que el sistema no contiene errores en su construcción y los errores en la transmisión se deben únicamente a la presencia de ruido.

3.5.2 TRABAJO PRÁCTICO 2

Observe el sistema BER2.svu de la figura 3.44. En este sistema, no es necesario el re-muestreo de la secuencia digital, para su adecuación al bloque BER. Sin embargo, en sistemas de comunicación digital que dispongan de modulación, la frecuencia de muestreo tiene que ser superior, para poder simular la onda analógica modulada.

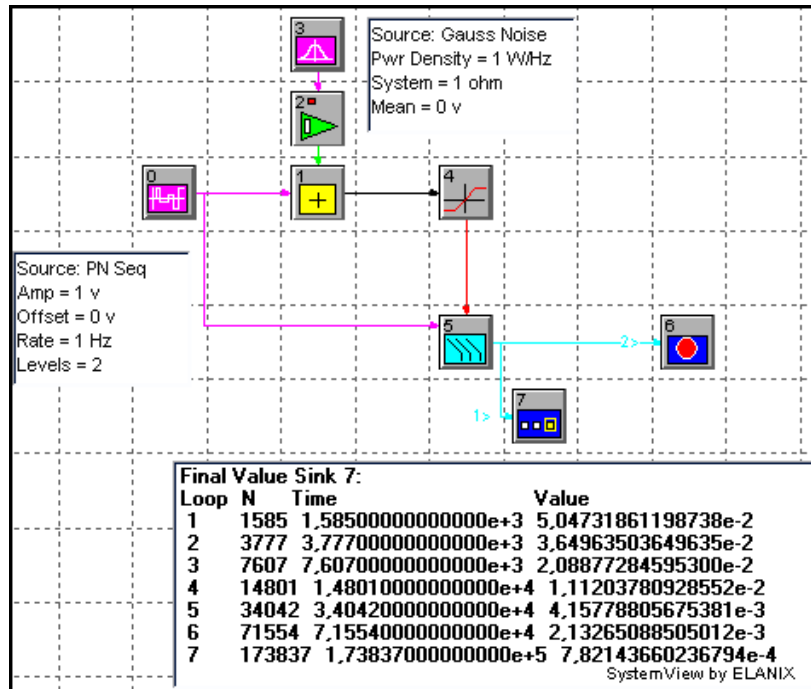


Figura 3.44 Sistema BER2.svu

- En base al sistema BER2.svu diseñe un sistema que tenga una frecuencia de muestreo de 100 Hz y una velocidad de transmisión de la secuencia digital de 20 Hz y adecue la secuencia digital al bloque BER.
- Explique el procedimiento a seguir.
- Grafique la curva BER vs. SNR.

3.5.2.1 Resolución

Se diseñará un sistema semejante al sistema BER2.svu, definiendo correctamente los parámetros de frecuencia de muestreo del sistema y velocidad de transmisión.

Para resolver este trabajo práctico, se debe seguir los pasos especificados en la parte teórica, como sigue:

Paso 1:

Es necesario calibrar la potencia de la señal de ruido, en base al parámetro E_b/N_0 . Este cálculo se lo realiza de acuerdo con la ecuación (3.7). Se toma un E_b/N_0 de referencia de 0 dB, es decir:

$$\frac{E_b}{N_o} = 1$$
$$\therefore N_o = \frac{A^2}{R}$$
$$N_o = \frac{1}{20} = 0.05 \text{ W/Hz}$$

Este valor se define en el bloque Ruido gaussiano.

Paso 2:

Para adecuar la señal digital y poder utilizar el bloque BER, es necesario colocar dos bloques de re-muestreo en la señal digital de entrada y en la salida del sistema. Su frecuencia de muestreo va a ser de 20Hz.

Paso 3:

Es necesario comprobar si las dos secuencias están alineadas en el tiempo. Para este fin, se colocan dos sumideros a continuación de los bloques de re-muestreo. Se simula el sistema con el bloque de ruido desconectado y un número de muestras reducido, y utilizando la ventana Análisis se realiza la Correlación de las dos secuencias. En la figura 3.46 se presenta el gráfico de la Correlación y en la figura 3.45 se indica el sistema simulado en este paso.

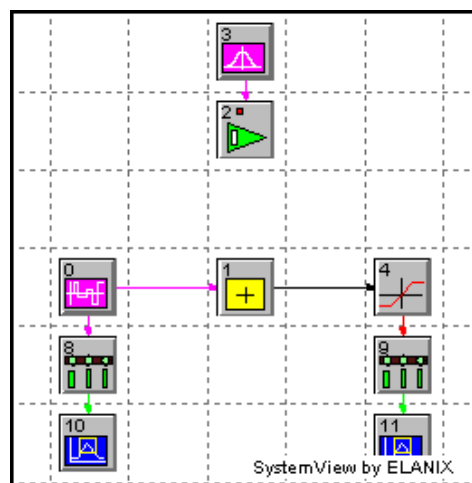


Figura 3.45 Sistema incompleto

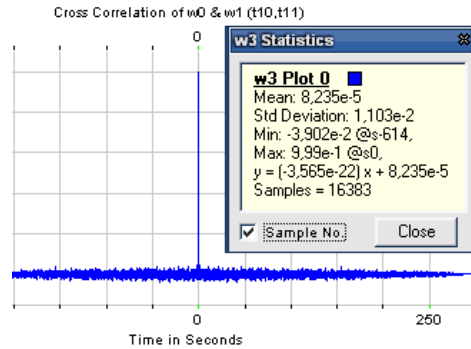


Figura 3.46 Correlación de los sumideros 10 y 11

Del resultado del gráfico anterior se puede concluir que no es necesario un retardo en el tiempo de la secuencia digital de entrada.

Paso 4:

Se define un número superior de muestras de sistema (en este ejercicio, el número de muestras es de 2097152). Se define el número de iteraciones en la ventana Temporización del Sistema, y se define la variación del parámetro del bloque Ganancia en la ventana Enlace de Parámetros Globales. Se colocan los bloques: BER, sumideros 6 y 7.

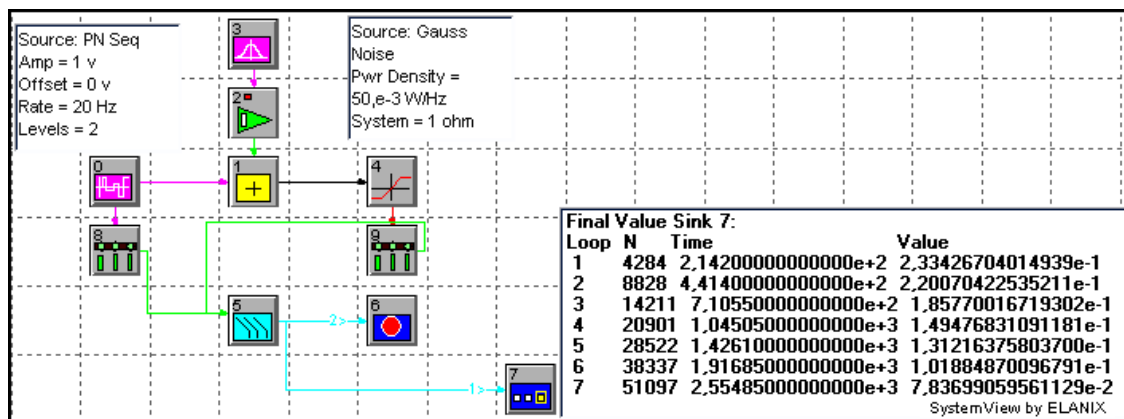


Figura 3.47 Sistema Completo (BER3.svu)

Parámetros del sistema:

- Número de muestras: 2097152
- Frecuencia de muestreo: 100 Hz
- Número de iteraciones del sistema: 7

Enlace de Parámetros Globales:

- Bloque Enlazado: Ganancia (Bloque 2)
- Expresión algebraica: $- c l^1$

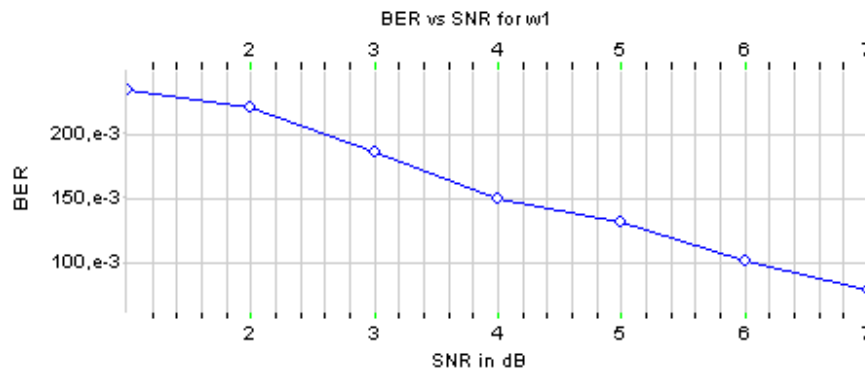


Figura 3.48 Gráfica BER vs. SNR obtenida

3.6 CODIFICACIÓN PCM

Objetivos:

- Obtener experiencia con la práctica de los conceptos de muestreo y codificación.
- Familiarizarse con la técnica de codificación PCM empleada en telefonía digital y realizar prácticas aplicando los conceptos aprendidos.
- Conocer los conceptos de compansión y la aplicación práctica de ésta en la codificación PCM.
- Conocer la técnica de multiacceso por división de tiempo (TDM) y los formatos de trama estándar utilizados en la actualidad. Realizar experiencias prácticas de multiplexación de múltiples secuencias PCM.

3.6.1 TRABAJO PRÁCTICO 1

Simule el sistema PCM0.svu (Ver figura 3.49). En este sistema está representado el funcionamiento de los bloques de compresión y expansión disponibles en

¹ La variable $c l$ se refiere al número de la iteración actual del sistema.

SystemView. El objetivo de este trabajo práctico es el de obtener las gráficas de las leyes de compansión vigentes.

- Construya en base al archivo mencionado otro sistema que permita obtener las gráficas logarítmicas de la ley A y la ley μ de compansión.
- ¿Es significativa la diferencia entre los dos esquemas de compansión?
- Comente los resultados obtenidos.

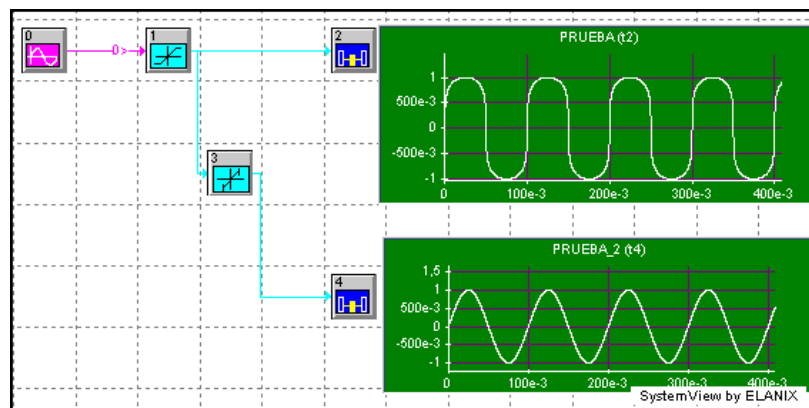


Figura 3.49 Sistema PCM0.svu – Simulación de los bloques de compansión

3.6.1.1 Resolución

El objetivo de este trabajo práctico es el de hacer la comparación de los dos sistemas de compansión: Ley-A y Ley- μ . Para hacer la comparación, es factible disponer de otra fuente de información, para notar el efecto de los bloques de compansión. El bloque adecuado para este fin es el de una onda diente de sierra. Este bloque da una señal de entrada directamente proporcional al tiempo. El bloque compresor modificará esta señal de entrada y dará una forma de onda que caracteriza a la función logarítmica de compresión.

El sistema para este trabajo práctico se muestra en la figura 3.50 y consta en el archivo PCM0_Modificado.svu. El bloque 1 es un bloque compresor de Ley-A, y el bloque 3 es un bloque expansor para la misma Ley. El bloque 5 es un bloque compresor de Ley- μ . Si se obtiene la superposición de las señales de salida de los bloques de compansión (ver figura 3.51), se puede notar la gran similitud entre las dos leyes. En verdad, la diferencia entre las dos formas de onda no es

significativa, y se puede afirmar que el error entre las leyes de compansión es muy pequeño.

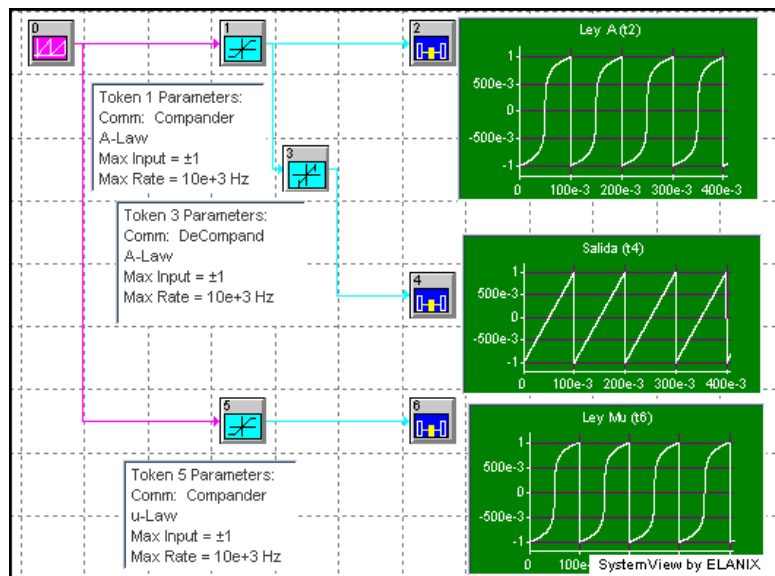


Figura 3.50 Sistema PCM0_Modificado.svu

La principal conclusión de este ejercicio es la siguiente: Las dos leyes de compansión persiguen la misma finalidad – la de reducir la relación Señal a Ruido de Cuantificación (SQR) de las señales de baja amplitud. Al tener el mismo objetivo las dos leyes de compansión difieren en sus expresiones matemáticas, pero en la práctica llegan a un mismo resultado. En la figura 3.52 se puede apreciar la diferencia entre las dos leyes. Se puede apreciar que la Ley-A (gráfica azul) tiene una pendiente menor para las señales de pequeña amplitud. Esta dará como resultado una menor compresión de este rango de señales.

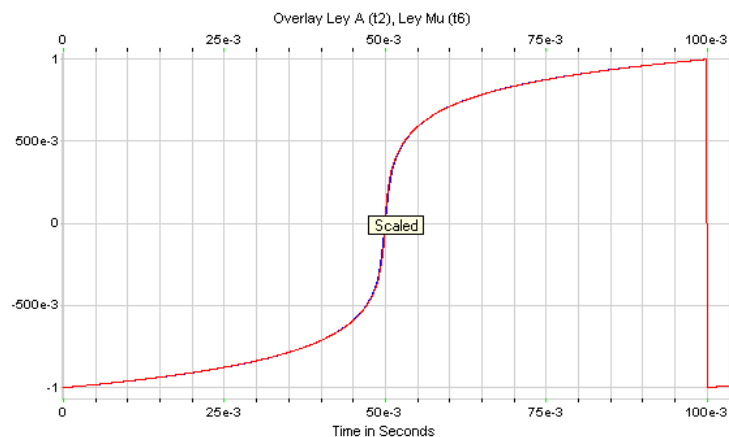


Figura 3.51 Superposición de las ondas de salida de las dos leyes de compansión

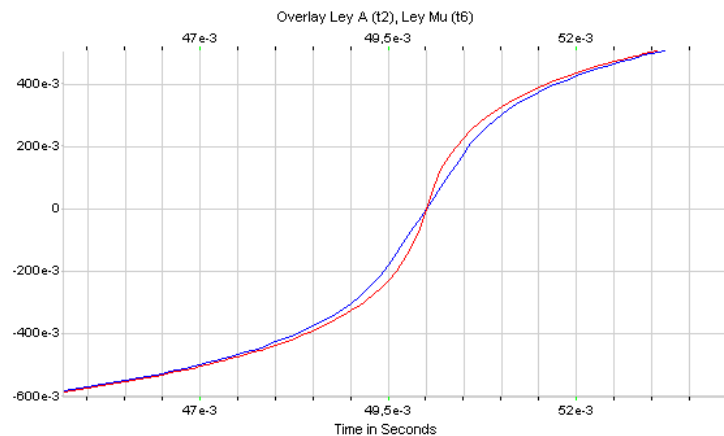


Figura 3.52 Diferencia entre las dos leyes de expansión.

3.6.2 TRABAJO PRÁCTICO 2

Diseñe un sistema que permita simular el funcionamiento de un codificador PCM, es decir que tenga las siguientes funciones:

- *Filtrado de la señal analógica de entrada.*
- *Compresión de la señal analógica (Ley-A).*
- *Muestreo y conversión A/D de la señal de entrada para formar una muestra PCM de 8 bits transmitidos en forma serial.*

3.6.2.1 Resolución

Para la implementación de este trabajo práctico, es necesario revisar la teoría del codificador PCM. En la codificación PCM utilizado en telefonía se utiliza el código binario doblado. En este tipo de código, el bit más significativo indica la polaridad de la señal de entrada (1 – señal positiva; 0 – negativa), mientras que los demás bits indican la magnitud de la señal de entrada.

Para la cuantificación de la señal, SystemView dispone de un bloque conversor Analógico/Digital (ADC). No es posible disponer directamente de este bloque, ya que el mismo no dispone de la codificación de datos en forma de código binario doblado. Para ello se recurre al sistema representado en la figura 3.53. Con esta

disposición de bloques lo que se tratará de cuantificar la señal analógica de entrada y cuantificar ésta con 7 bits digitales. Así se obtienen los siete bits de magnitud de la señal. El bit faltante se obtiene al comparar la señal de entrada con un nivel de 0v, de tal forma que será 1_L cuando la señal es positiva y 0_L cuando la señal es negativa.

La manera apropiada de probar la cuantificación del sistema es disponer a su entrada de una señal continua de amplitud conocida y verificar el código binario entregado a la salida. El sistema se verificó de la siguiente forma:

Al tener 7 bits de resolución en el ADC se seleccionó como nivel mínimo de entrada 0v y como nivel máximo de entrada 1,27v. Así el paso de cuantificación es de 0,01v. Se dispuso el sistema de la figura 3.53 y se revisó el correcto funcionamiento del cuantificador cambiando el nivel del voltaje de entrada y verificando los códigos a la salida del conversor. El bloque 1 es una fuente de pulsos de 8 kHz y sirve como señal de inicio para iniciar la conversión A/D del bloque 9.

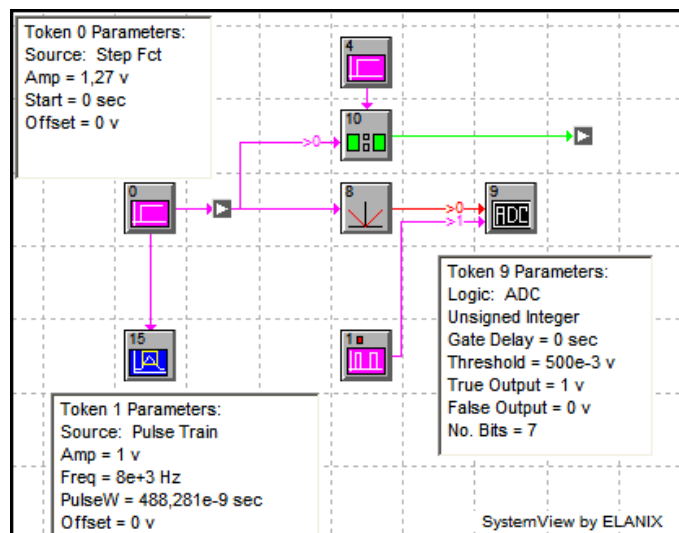


Figura 3.53 Cuantificación de señal analógica a PCM

Una vez comprobada la cuantificación se emplea el bloque 11 (registro de desplazamiento serie/paralelo). Su entrada son 8 bits de datos provenientes del comparador de umbral (Entrada D7) y el conversor ADC (Entradas D6 – D0). Con esta disposición, se transmite inicialmente el bit más significativo correspondiente a la polaridad de la señal. El bloque 1 (f=8 kHz) actúa como la señal de carga de

datos y el bloque 2 ($f=64$ KHz) es la señal de reloj para el desplazamiento de los datos. A continuación, la señal digital es muestreada a 64 KHz, con lo cual se obtiene el formato de 1 muestra por cada bit de datos transmitido.

Se procede nuevamente a comprobar el funcionamiento del sistema y, si los resultados son los esperados, se añaden los bloques restantes. Por ejemplo, con una voltaje de entrada de 0,05v se debe obtener como salida la secuencia: 10000101 (primer bit indica polaridad positiva), con una entrada de -1,27v la secuencia digital es: 01111111.

Finalmente se dispone el bloque 5 (filtro pasabanda 300 a 3400 Hz) y bloque 6 (compresor Ley-A). El motivo para dejar estos bloques para el final es que se necesita tener una señal lineal sin distorsión para probar el funcionamiento del conversor ADC, y el filtro y el compresor no nos dan esta posibilidad. El sistema total implementado se puede apreciar en la figura 3.54. En este sistema se cambiaron los parámetros del ADC de tal forma que su rango de entrada sea de 0 a 1v. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.55.

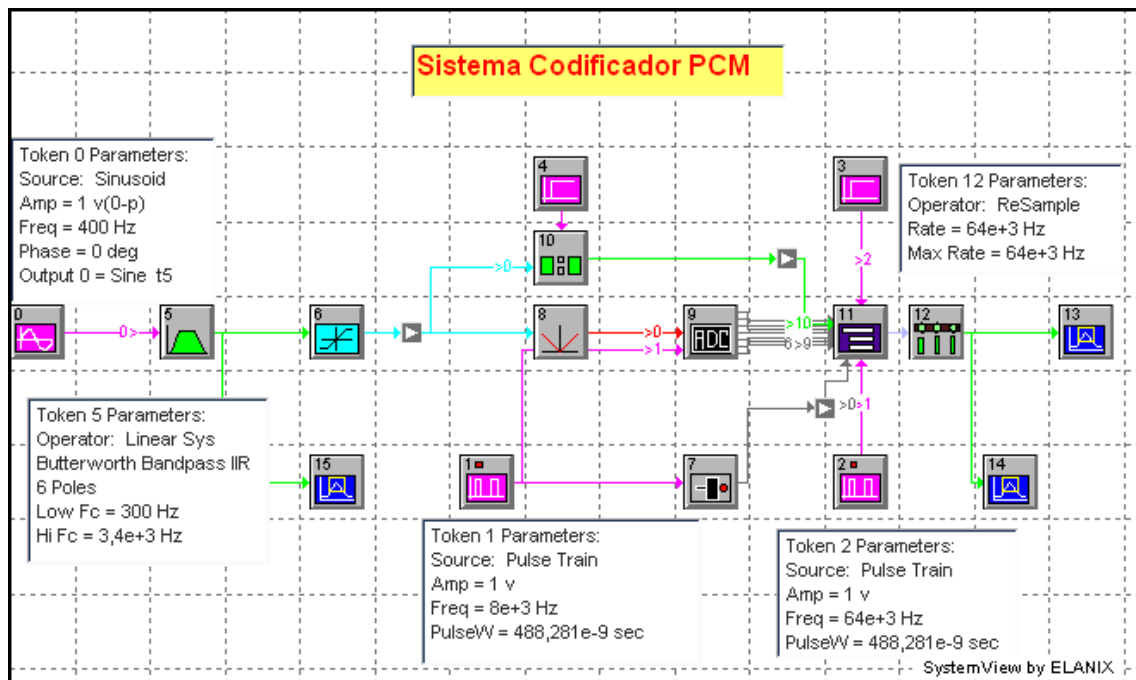


Figura 3.54 Sistema codificador diseñado en el archivo PCM1.svu

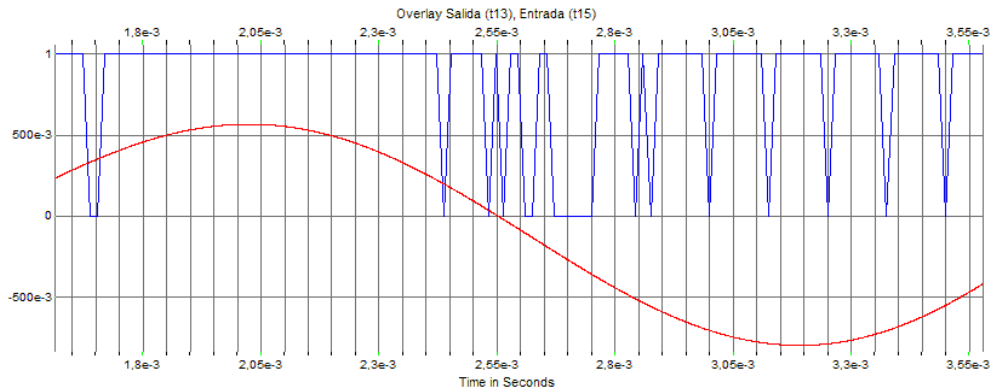


Figura 3.55 Secuencia digital obtenida y onda de entrada al sistema

3.6.3 TRABAJO PRÁCTICO 3

Diseñe un sistema que permita simular el funcionamiento de un decodificador, es decir, que realice el proceso inverso del Trabajo Práctico 2:

- *Paralelización de los datos digitales recibidos.*
- *Conversión D/A de la señal.*
- *Expansión de la señal según la Ley-A.*
- *Filtrado de la señal analógica de salida.*

Revise el funcionamiento del sistema de comunicaciones completo y comente los resultados obtenidos.

3.6.3.1 Resolución

Para la resolución de este trabajo práctico se utiliza como fuente de datos digitales el codificador PCM del numeral anterior. (Ver figura 3.54)

Los datos seriales que entran al decodificador tienen que ser convertidos en paralelo, y para este motivo se dispone del bloque 16, un registro de desplazamiento Paralelo / Serie. El bloque 17 es un *latch* que deja pasar los datos paralelos al convertor D/A. Se convierten los 7 bits menos significativos

(así se obtiene la magnitud de la señal analógica) y se multiplican por la señal de polaridad (controlada por el bit más significativo).

A continuación, los datos analógicos son expandidos según la Ley-A y son filtrados para así obtener la señal analógica recibida. En la figura 3.56 está graficada la superposición de la señal transmitida y la señal recibida en el sistema de comunicaciones PCM. El retardo y las diferencias iniciales entre las dos señales se deben a los filtros existentes en el emisor y receptor.

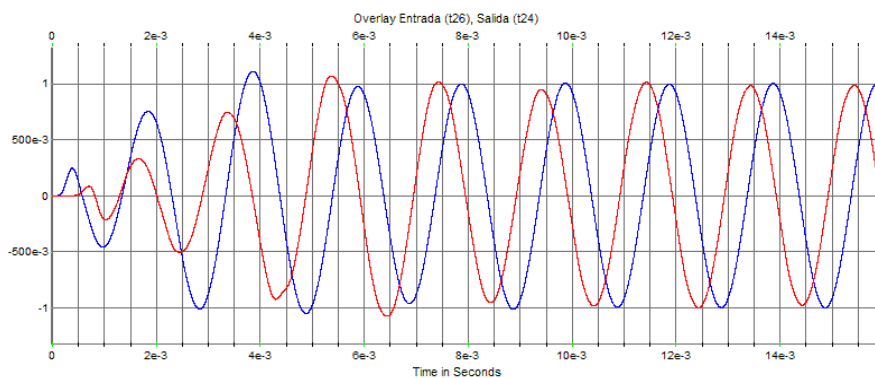


Figura 3.56 Superposición de la señal transmitida (azul) y recibida (rojo)

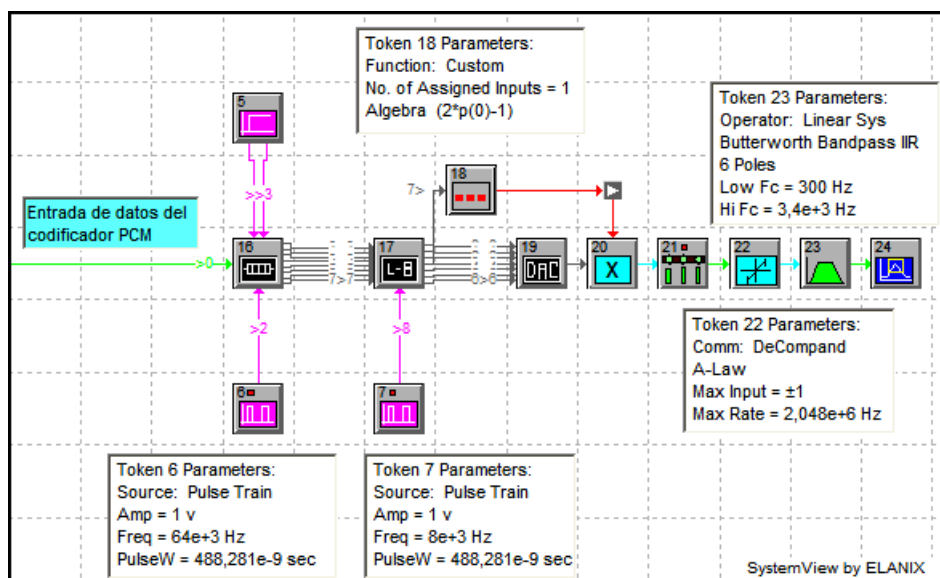


Figura 3.57 Decodificador PCM – Archivo PCM2.svu

Para solucionar cualquier problema de funcionamiento del sistema es recomendable revisar el sistema sin conectar filtros ni compensadores. Se debe introducir una señal de prueba al codificador PCM y seguir paso por paso el sistema con la finalidad de encontrar errores. Los puntos más críticos a revisar

son los registros de desplazamiento, sus señales de reloj y el orden de las conexiones de los datos digitales paralelos.

3.6.4 TRABAJO PRÁCTICO 4

En base al Trabajo Práctico 3 proceda a la creación de dos meta-sistemas: Un codificador PCM y un decodificador PCM. Revise el correcto funcionamiento de ambos meta-sistemas. Utilice estos meta-sistemas en un sistema nuevo, cuya finalidad va a ser codificar una señal análoga en el emisor y recuperarla en el receptor.

3.6.4.1 Resolución

Nuestro objetivo es crear dos meta-sistemas. Los pasos a seguir al construir un meta-sistema son:

- Construir un sistema normal, pero reemplazar los bloques fuentes y sumideros, con bloques Meta I/O. Una fuente será reemplazada por un bloque tipo Entrada (*Input*) y un sumidero se lo reemplaza por un bloque tipo Salida (*Output*).
- Guardar este sistema con la opción “*Save System as...*” y especificar al momento de guardar que se trata de un meta-sistema. Los meta sistemas guardados van a tener la extensión *.mta.

Para utilizar un meta-sistema dentro de un sistema, se siguen los siguientes pasos:

- Dentro del sistema que se está diseñando, se arrastra un bloque tipo “*MetaSys*”, se hace doble clic en él y se especifica el archivo *.mta correspondiente al meta-sistema que se desea insertar.
- Al unir este nuevo bloque de meta-sistema con los demás componentes, y en el caso de que se tuvieran múltiples entradas o salidas, SystemView abrirá el meta-sistema para preguntar al usuario a cuál entrada/salida se desea hacer la conexión. El usuario podrá hacer su elección haciendo clic sobre el bloque *Input/Output* deseado.

Siguiendo estos pasos, en la figura 3.58 consta la construcción del meta-sistema codificador. Observe la posición de los bloques 28 (Input) y 29 (Output). El meta-sistema decodificador se lo construye de manera similar. Estos meta-sistemas están grabados en los archivos Codificador_PCM.mta y Decodificador_PCM.mta respectivamente.

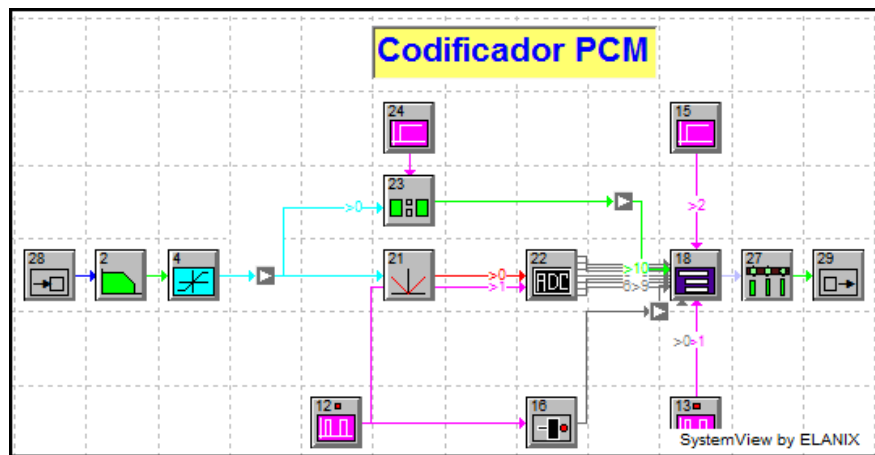


Figura 3.58 Meta-Sistema Codificador PCM

Estos dos meta-sistemas se pueden aplicar para la construcción de cualquier otro diseño de SystemView, teniendo como ventaja la relativa rapidez de construcción. Ahora, la codificación y decodificación se representan mediante un par de bloques, y el sistema es más fácil de visualizar y comprender.

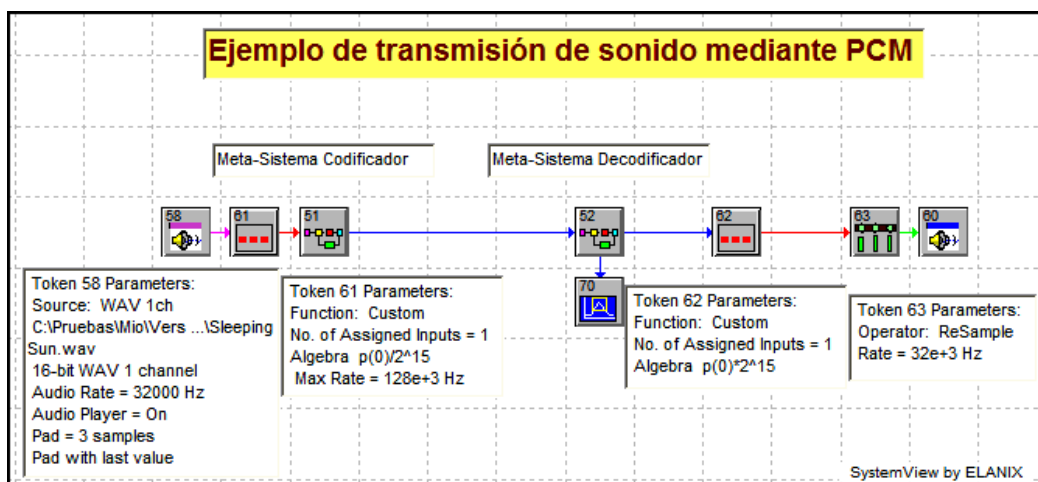


Figura 3.59 Sistema implementado

En la figura 3.59 consta el sistema diseñado para este trabajo práctico. En este caso, se han empleado bloques de entrada y salida de sonido. Al “correr” el sistema un archivo de sonido se codifica en forma de PCM y es enviado por el canal de transmisión. En recepción el sonido se recupera y se guarda en otro archivo.

Como señal de entrada, se dispuso un archivo WAV monofónico de un fragmento de música muestreado a 32 kHz y 32 bits de resolución. Como la frecuencia de muestreo de nuestro sistema es de 128 kHz, se necesita adaptar la frecuencia del sonido a la del sistema. Se necesita 1 muestra de sonido por cada 4 de sistema, por este motivo, en el bloque 58 se define un relleno de 3 muestras. Los bloques 61 y 62 tienen la función de normalizar la amplitud de la señal a la del convertor ADC (+/- 1v) y recuperar la amplitud inicial en la recepción. Los parámetros del sistema son:

- Número de muestras: 1048576
- Frecuencia de muestreo: 128 kHz

La simulación permite transmitir un fragmento de aproximadamente 8 segundos de sonido mediante este esquema. Al finalizar la simulación aparece un reproductor, donde se podrá escuchar la muestra inicial y la final. La música en la recepción es clara y sin ruido, aunque aparece con una matiz “telefónico”, debida a los filtros en la transmisión y recepción.

En la figura 3.60 están graficadas las formas de onda en la transmisión y la recepción.

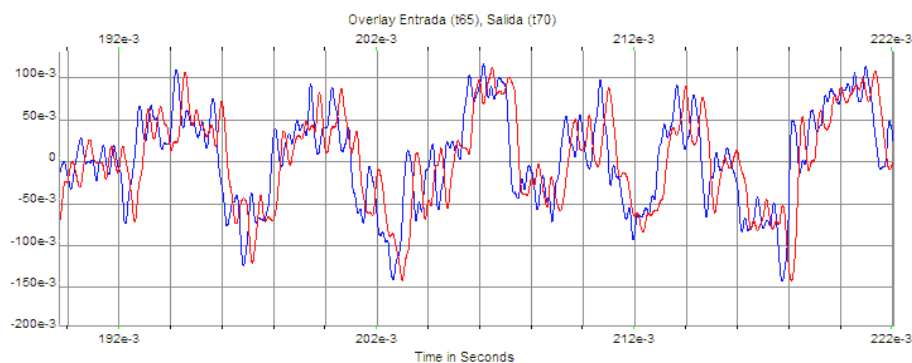


Figura 3.60 Superposición de las señales de audio de entrada y salida

3.6.5 TRABAJO PRÁCTICO 5

Utilice los meta-sistemas de codificación y decodificación PCM para probar los conceptos de multiplexación por división de tiempo (TDM). Diseñe un sistema en el cual DOS O MÁS señales analógicas sean digitalizadas y transmitidas por UN canal digital, con su respectiva recuperación en los receptores. Se recomienda utilizar el bloque TDM de SystemView.

3.6.5.1 Resolución

En este trabajo práctico el objetivo es probar la multiplexación por división de tiempo (TDM), técnica empleada en múltiples campos de las comunicaciones, incluida la telefonía.

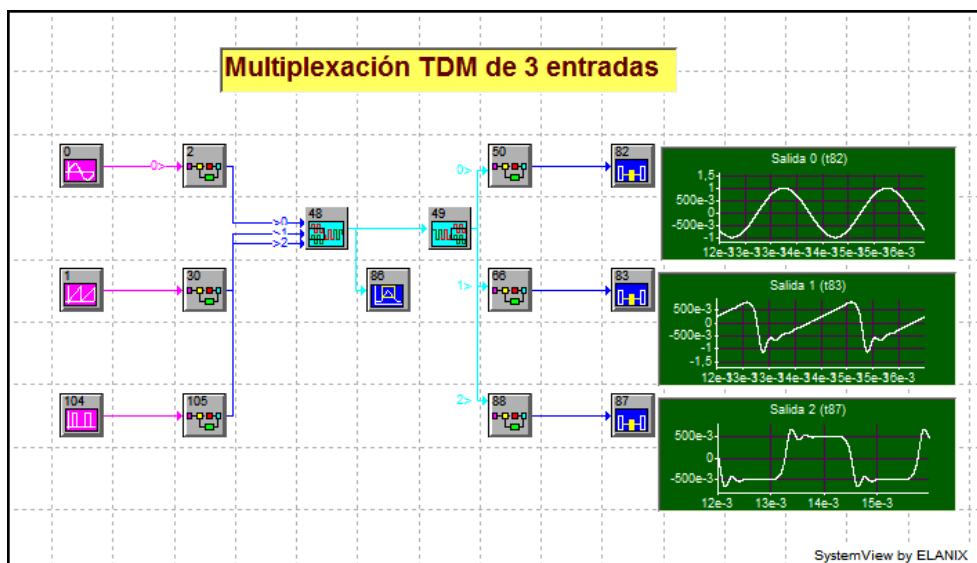


Figura 3.61 Multiplexación de 3 señales PCM

El sistema diseñado para este fin se presenta en la figura 3.61. Para la multiplexación y la demultiplexación de los datos se utilizan los bloques 48 y 49. Los parámetros principales de estos bloques son el número de canales multiplexados (N) y el tamaño temporal (T) de cada ranura (llamadas *time slots* en inglés). En nuestro ejercicio, N es igual a 3 canales y T es igual al inverso de 8 kHz.

El funcionamiento del sistema es el siguiente:

Las señales analógicas son muestreadas a 8 kHz con 8 bits de resolución. Estos bits se transmiten en forma serial, por lo que cada bloque codificador PCM aporta al multiplexor con una secuencia digital a 64 kbps. El bloque multiplexor dedica 125 μ seg a cada canal (1 para 8000), y la velocidad de transmisión de los datos multiplexados es de $3 \times 64 \text{ kbps} = 192 \text{ kbps}$.

En la recepción, el bloque demultiplexor realiza el proceso inverso y las señales analógicas son recuperadas en los respectivos decodificadores PCM.

Si este mismo sistema se lo amplía a 32 canales, se tendrá el modelo de la transmisión empleada en telefonía, con la formación de tramas E1 de 32 canales multiplexados. Nuestra limitación, sin embargo es el espacio en el área de trabajo de SystemView y el hecho que los bloques de multiplexación y demultiplexación aceptan un máximo de 21 canales. Se podría realizar la multiplexación dos veces, es decir dos multiplexores de 16 canales a 1 y un bloque multiplexor adicional de 2 a 1, para así obtener un modelo de multiplexación 32 a 1.

3.7 MODULACIÓN DIGITAL ASK

Objetivos:

- Familiarizarse con los conceptos de Modulación Digital en general y con la modulación de amplitud en particular.
- Diseñar un sistema que permita simular un modulador ASK y comprobar el funcionamiento de dicho sistema, obteniendo resultados gráficos tanto en el dominio del tiempo, como en el dominio de la frecuencia.
- Cuantificar la eficiencia espectral de la modulación ASK, para poder compararla con otros esquemas de modulación digital.

3.7.1 TRABAJO PRÁCTICO 1

Realice la simulación del sistema de la figura 3.62.

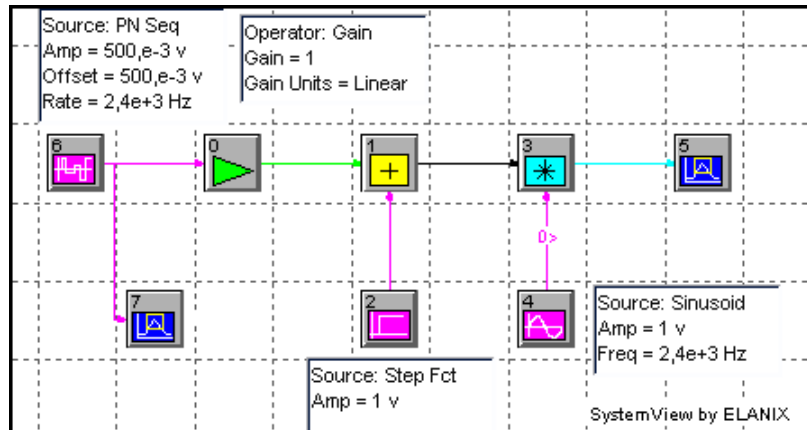


Figura 3.62 Modulación ASK

Este sistema (*ASK1.svu*) permite realizar la simulación de un modulador ASK, teniendo los siguientes parámetros de los bloques:

- Señal Modulante: Secuencia pseudoaleatoria NRZ, $V_{tx}=2.4$ Kbps
- Señal Portadora: Senoidal $f_c=2.4$ KHz

Parámetros del sistema:

- Número de muestras: 8192
- Frecuencia de muestreo: 96000 Hz
- Los demás parámetros son calculados automáticamente por SystemView.

- a) Obtenga el gráfico de la señal de entrada y la señal modulada ASK.
- b) Obtenga el gráfico del espectro y cuantifique el ancho de banda de la señal modulada.

3.7.1.1 Resolución

Al simular el sistema de modulación ASK, se obtienen los siguientes resultados:

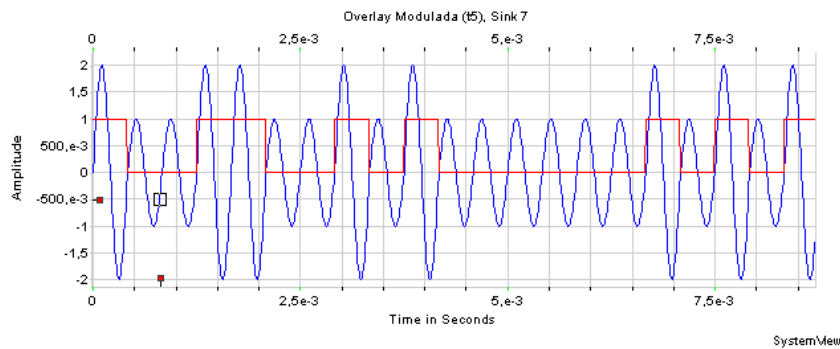


Figura 3.63 Gráficos de la señal en banda base y señal modulada ASK

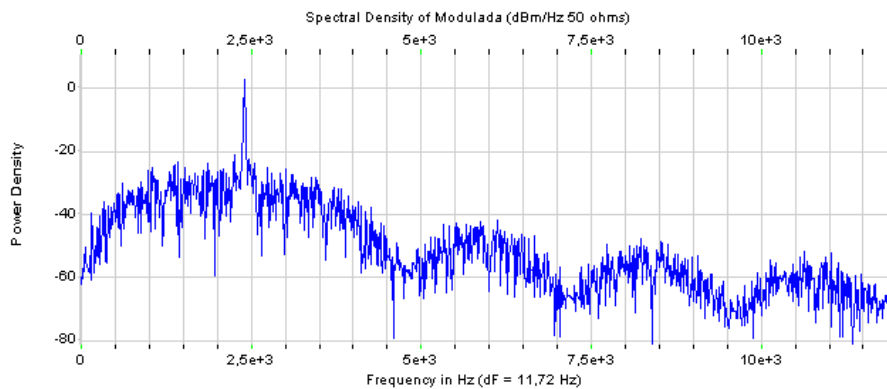


Figura 3.64 Gráfico del espectro de potencia de la señal modulada ASK
(Se puede apreciar la presencia de portadora de 2.4 KHz)

En base al gráfico del espectro se puede concluir que el ancho de banda de la señal modulada es de 4800 Hz, es decir, numéricamente es el doble de la velocidad de señal de la señal binaria modulante.

3.7.2 TRABAJO PRÁCTICO 2

Diseñe un sistema de detección de la señal modulada ASK, utilizando un detector no-coherente. Utilice como modulador de la señal el sistema diseñado en el numeral anterior o un bloque modulador AM de la librería de Comunicaciones de SystemView.

3.7.2.1 Resolución

Para la resolución de este trabajo práctico se ha diseñado el sistema de la figura 3.65, el cual se encuentra en el archivo ASK2.svu.

Los parámetros de la modulación son:

- Velocidad de transmisión de la señal digital (V_{tx}): 2400 bps
- Frecuencia de la señal portadora (f_c): 2400 Hz
- Índice de modulación ASK (k): 0.5

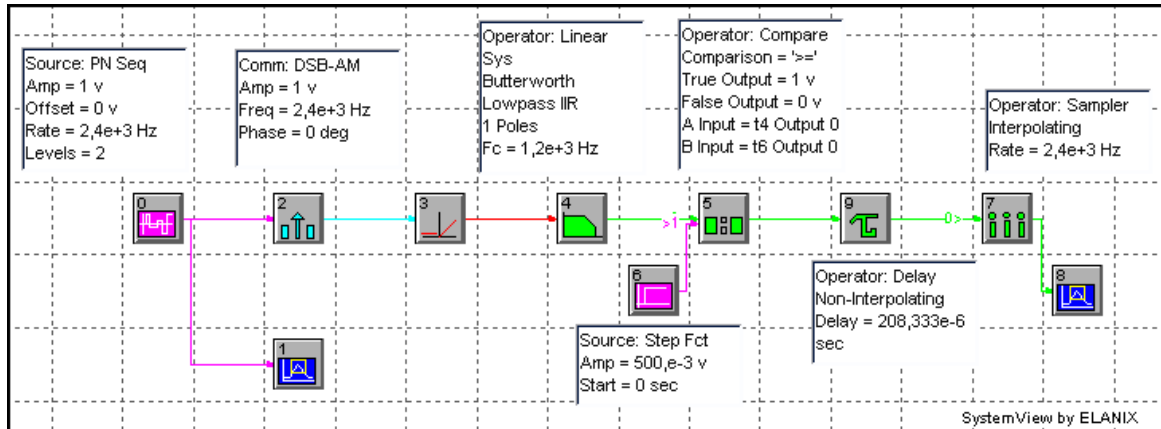


Figura 3.65 Demodulación ASK No-Coherente

Parámetros del sistema:

- Número de muestras: 8192
- Frecuencia de muestreo: 96000 Hz
- Los demás parámetros son calculados automáticamente por SystemView.

El conjunto simula un sistema de comunicaciones digital con una modulación ASK y demodulación no coherente (detección de envolvente). Como bloque modulador se ha utilizado un bloque DSB-AM de la librería de Comunicaciones de SystemView. Este bloque tiene la facilidad de realizar la modulación ASK de la señal digital, definiendo parámetros como: amplitud, frecuencia, fase de la señal modulada y el índice de modulación (k).

El circuito demodulador ASK con detector de envolvente consta de un diodo que rectifica la señal modulada y un circuito R-C que se comporta como un filtro pasivo de primer orden. La función del diodo la realiza el bloque 3 (Rectificador de media onda), mientras que el filtro pasivo es simulado por el bloque 4 (Filtro de Butterworth con $f_{corte} = 1200$ Hz).

A continuación, se explica el proceso de diseño del filtro.

Cálculo de la frecuencia de corte del filtro:

Para este motivo, se debe considerar que la frecuencia de corte debe tener los siguientes límites:

$$AB_{\text{señal modulante}} \leq f_{\text{corte}} \leq f_{\text{portadora}} \quad (3.8)$$

En este caso, el ancho de banda de la señal modulada es de 1200 Hz, y la frecuencia de la portadora es de 2400 Hz. Se optó por una frecuencia de corte de 1200 Hz, para eliminar lo máximo posible el rizado de la señal filtrada.

La frecuencia de corte de un filtro de 1er orden es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.9)$$

Función de transferencia del filtro (Dominio de Laplace):

$$H(s) = \frac{1}{RCs + 1} \quad (3.10)$$

Reemplazando estas dos ecuaciones, la función de transferencia queda:

$$H(s) = \frac{1}{\frac{1}{2\pi f_c} s + 1} \quad (3.11)$$

El valor calculado es:

$$H(s) = \frac{1}{1.32629 \times 10^{-4} s + 1} \quad (3.12)$$

Una vez diseñado el filtro, se lo debe introducir en SystemView, utilizando un bloque de Operador, Filtro de Sistema Lineal. (Ver figura 3.66) El filtro se puede definir de dos formas:

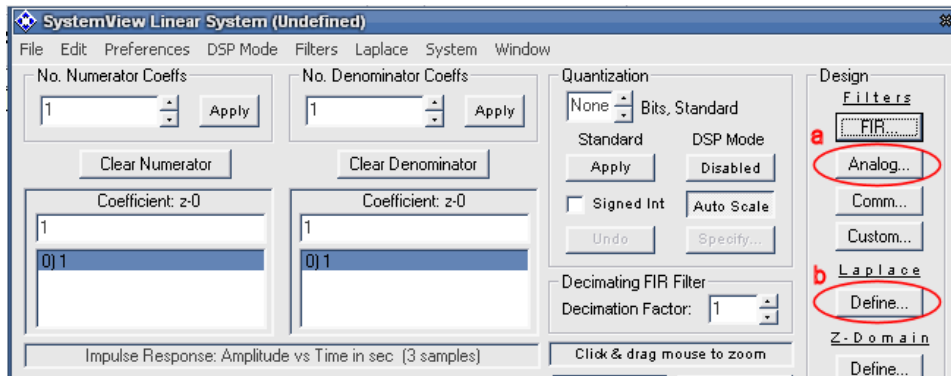


Figura 3.66 Ventana Sistema Lineal

- a) Diseño de un filtro analógico
- b) Diseño con la introducción de los coeficientes de Laplace

La primera forma es introducir los coeficientes de la función de transferencia del dominio de Laplace directamente en SystemView. Para ello, en la ventana del Sistema Lineal se selecciona el botón Laplace, Define (ver figura 3.66(b)) En la ventana que se presenta, se introducen el o los coeficientes de Laplace calculados y se da clic en Aceptar. (Ver figura 3.67)

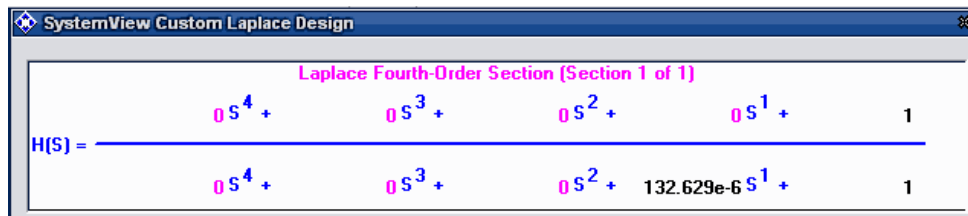


Figura 3.67 Introducción de los coeficientes de Laplace del filtro.

La segunda forma es dejar que SystemView diseñe automáticamente un filtro analógico con los parámetros deseados. En el presente caso, se desea un filtro pasabajos con frecuencia de corte de 1200 Hz, y un solo polo (por tratarse de un filtro de primer orden). Para ello se selecciona el botón *Analog* (Ver figura 3.66(a)) y se definen los parámetros anteriormente mencionados. Se seleccionó un filtro tipo *Butterworth*, ya que su función de transferencia es la que más se asemeja a un filtro analógico. (Ver figura 3.68)

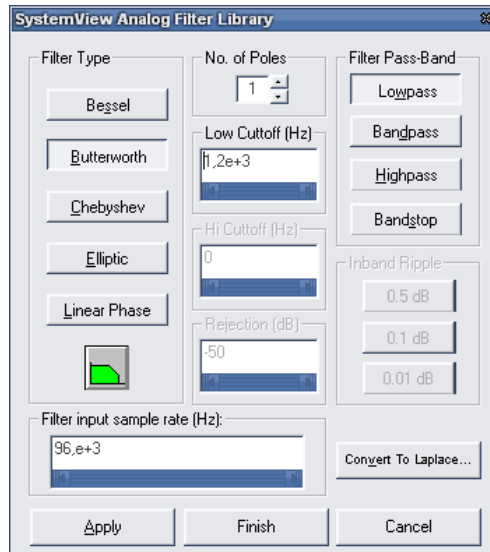


Figura 3.68 Diseño de un filtro analógico

El filtro se implementa en el bloque 4 del sistema. (Ver figura 3.69). El bloque 5 tiene la función de comparador. Este bloque compara la señal demodulada con un nivel de voltaje fijo.

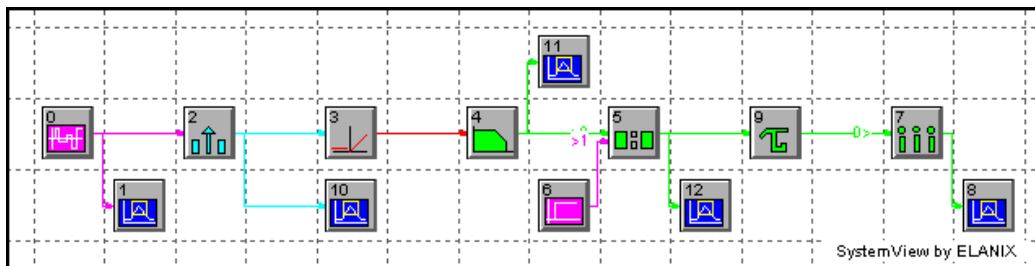
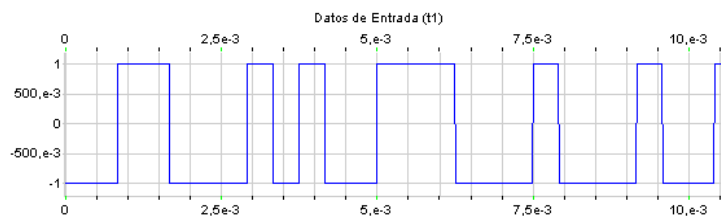


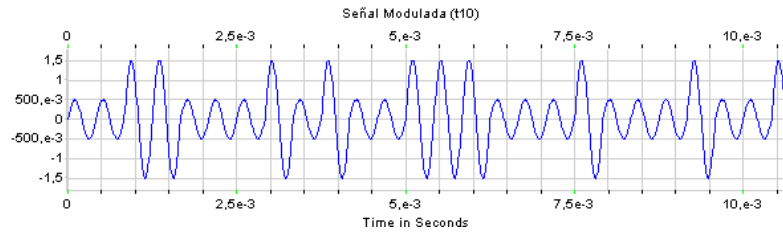
Figura 3.69 Sistema simulado, con bloques sumideros adicionales.

El bloque 9 (Retardo) y el bloque 7 (Muestra) se encargarán del muestreo de la señal recibida y generar la secuencia digital recibida.

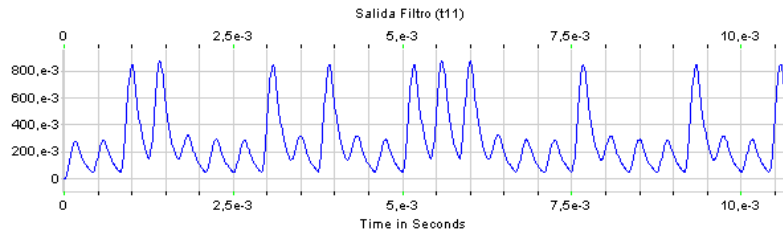
A continuación, los gráficos obtenidos de la simulación del sistema:



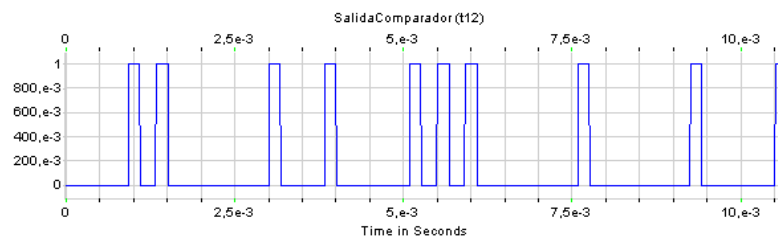
(a) Datos de entrada del sistema



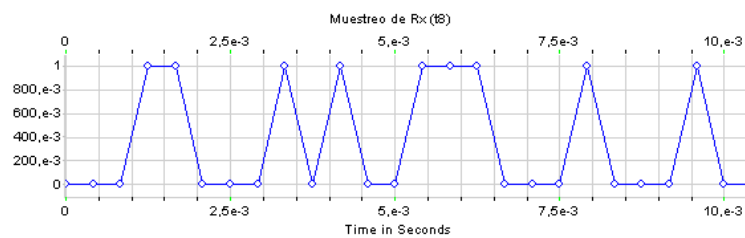
(b) Señal modulada ASK



(c) Señal a la salida del rectificador y filtro



(d) Señal a la salida del comparador



(e) Datos digitales recibidos

Figura 3.70 Simulación del sistema ASK2.svu

3.7.3 TRABAJO PRÁCTICO 3

En base al sistema ASK2.svu del Trabajo Práctico 2 diseñe un sistema que permita cuantificar la Tasa de Error de Bits (BER) y graficar las curvas de BER vs. E_b/N_0 de un sistema de comunicaciones con modulación ASK. Muestre dicho gráfico y comente los resultados obtenidos.

3.7.3.1 Resolución

La resolución de este trabajo práctico se basa en el sistema del trabajo anterior, *ASK2.svu*. En este caso, se requiere graficar las curvas de BER vs. SNR de un sistema de modulación ASK. Para ello, se procede a dotar al sistema existente de una fuente de ruido gaussiano que se introduce en el canal de transmisión.

Es necesario calibrar la potencia de la señal de ruido, en base al parámetro E_b/N_o . Se toma un E_b/N_o de referencia de 0 dB, es decir que:

$$\frac{E_b}{N_o} = 1$$

$$\therefore N_o = \frac{A^2}{R}$$

$$N_o = \frac{1}{2400} = 4.16667 \times 10^{-4} \text{ W / Hz} \quad (3.13)$$

Este valor se introduce en el bloque de Ruido gaussiano, tomando como referencia, 1Ω . (Ver figura 3.71)

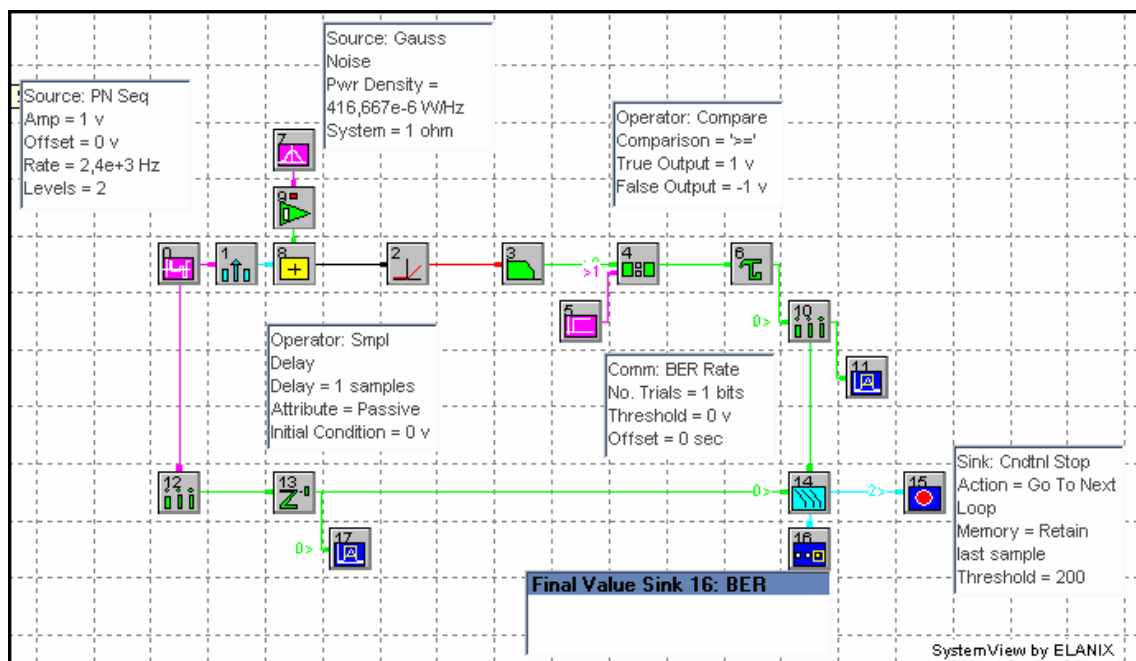


Figura 3.71 Cuantificación de BER de la modulación ASK (*ASK3.svu*)

A continuación, se debe definir el número de iteraciones del sistema y la variación de la potencia del ruido en cada iteración.

En nuestro ejemplo, se han tomado los siguientes parámetros:
(Ventana “*System Time Specification*”, acceso de teclado Ctrl-T)

- Número de muestras: 1048576
- Frecuencia de muestreo: 96000 Hz
- Número de iteraciones del sistema: 7
- Reiniciar el sistema en cada iteración

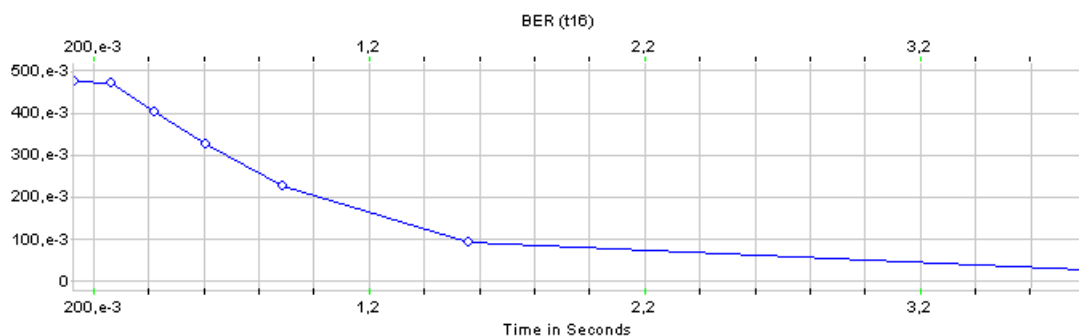
Para definir la variación de la potencia del ruido, y por lo tanto la variación paulatina del SNR, se accede a la ventana *Tools – Global Parameter Links* y se define la variación en el bloque 9 (bloque de ganancia). La expresión es:

$$\text{Ganancia} = -2 * cl - 4 \quad (3.14)$$

donde *cl* es el número de iteración actual del sistema.

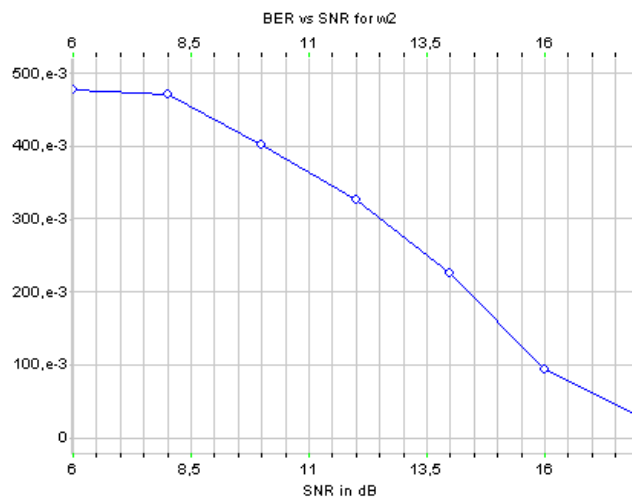
La ecuación (3.15) definirá que en la primera iteración la potencia del ruido introducido será de -6dB, en la siguiente será de -8dB, y en la última (séptima) iteración será de -18dB. Una vez definido estos valores, se procede a simular el sistema. Se accede a la ventana Análisis y a la opción *Style / BER plot*.¹

Gráficos obtenidos en la simulación del sistema:



(a) Valores de BER obtenidos en el bloque 16

¹ Para más información acerca de la graficación de curvas de BER, léase la sección *Obtención de gráficos de curvas de BER vs. SNR* del presente trabajo.



(b) Curva de BER vs. SNR obtenida

Figura 3.72 Simulación del sistema ASK3.svu

3.8 MODULACIÓN DIGITAL FSK

Objetivos:

- Familiarizarse con la modulación digital por desplazamiento de frecuencia (FSK), mediante la implementación de ejercicios de simulación.
- Conocer las distintas formas de modulación y demodulación FSK. Implementar la teoría y notar las diferencias entre distintas técnicas.
- Cuantificar la eficiencia espectral de la modulación FSK, para poder compararla con otros esquemas de modulación digital. Conocer las ventajas de la modulación FSK sobre la ASK.

3.8.1 TRABAJO PRÁCTICO 1

Diseñe un sistema que simule un modulador de fase continua y un modulador de fase discontinua tomando como fuente de datos digitales un generador de secuencias pseudo aleatorias para ambos moduladores. No utilice el bloque modulador de frecuencia disponible en SystemView. Una vez diseñado el sistema, grafique las formas de onda correspondientes a las señales moduladas, y los espectros de frecuencia de dichas señales. Comente los resultados obtenidos.

3.8.1.1 Resolución

Para cumplir con los requisitos de este numeral, se ha diseñado el sistema que se presenta en la figura 3.73.

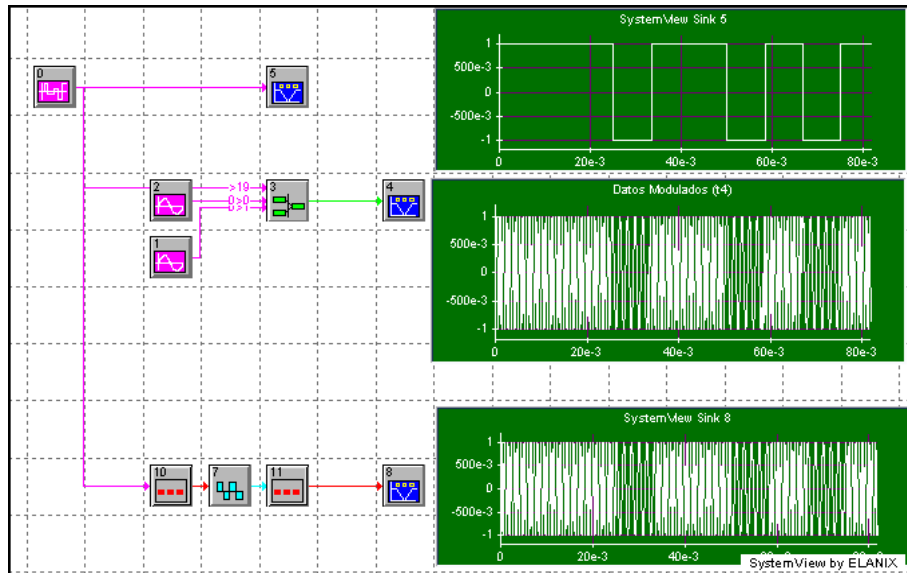


Figura 3.73 Modulación FSK de fase continua y discontinua (FSK1.svu)

El sistema de la figura 3.73 consta de un generador de secuencias pseudo aleatorias el cual realiza la función de fuente de datos digitales. El modulador FSK de fase discontinua está formado por dos generadores de señales senoidales (de 600 y de 1400 Hz) y por un conmutador (“switch”) que selecciona la frecuencia deseada de acuerdo al estado lógico de la señal modulante.

Los parámetros de la modulación FSK son:

- Velocidad de transmisión de la señal digital (V_{tx}): 120 bps
- Frecuencia de la señal portadora (f_0): 600 Hz
- Frecuencia de la señal portadora (f_1): 1400 Hz
- Índice de modulación FSK (k): 6.667

Parámetros del sistema:

- Número de muestras: 262144
- Frecuencia de muestreo: 100 kHz
- Los demás parámetros son calculados automáticamente por SystemView.

En la figura 3.74 consta un fragmento de la secuencia digital transmitida. Esta señal digital se modula mediante FSK de fase no-continua, obteniéndose la señal de la figura 3.75. La característica principal de este esquema de modulación es la presencia de discontinuidades o cambios abruptos de fase, debidos a la conmutación entre dos portadoras de diferentes frecuencias.

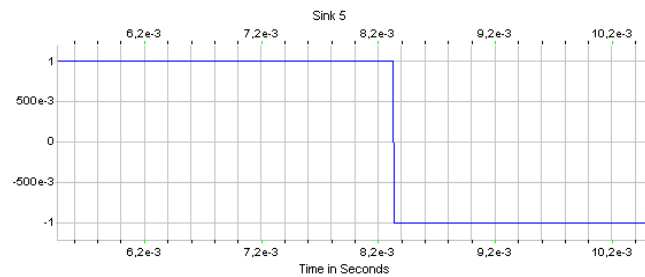


Figura 3.74 Secuencia Digital transmitida

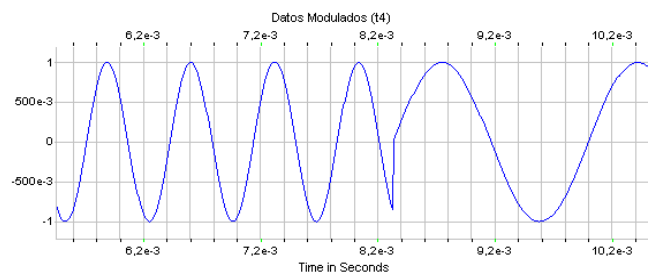


Figura 3.75 Señal Modulada FSK No-Continua

Por otro lado, el modulador FSK de fase continua está realizado con un NCO (“*Numerically Controlled Oscillator*”). Este bloque produce como salida una señal senoidal, cuyos parámetros de frecuencia y de fase pueden ser modificados externamente. Los bloques 10 y 11 son empleados para adecuar la señal de control al NCO y para atenuar la amplitud de la onda senoidal respectivamente.

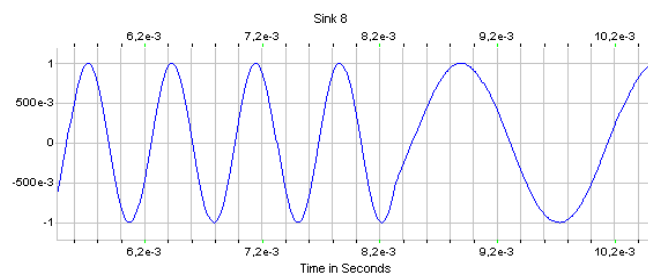


Figura 3.76 Señal Modulada FSK Continua

En la figura 3.77 y figura 3.78 se presentan los espectros de frecuencias de las señales FSK de fase continua y discontinua. Se puede apreciar que el espectro de potencia de la señal FSK Continua presenta lóbulos secundarios debidos a un mayor número de componentes espectrales. Estas componentes se forman en los instantes de cambio de frecuencia en FSK. El espectro de potencia de la señal FSK No-Continua presenta menos componentes espectrales, además presenta dos componentes de frecuencia iguales a las frecuencias f_0 y f_1 .

Al mismo tiempo, el ancho espectral de los lóbulos principales de la señal FSK Continua es entre 30% y 50% menor que el de la señal FSK No-Continua. Esto se debe a la ausencia de componentes de alta frecuencia en la señal FSK Continua.

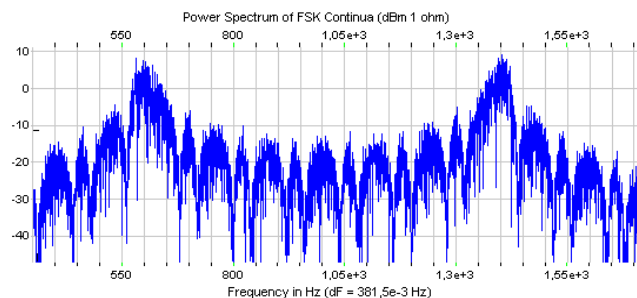


Figura 3.77 Espectro de potencia de la señal FSK Continua

En la modulación FSK Continua el ancho de los lóbulos principales es de 120 Hz.

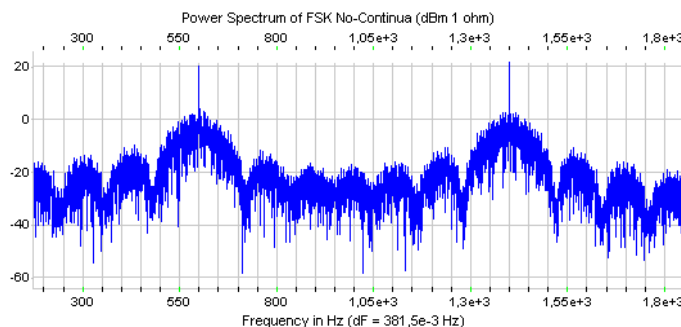


Figura 3.78 Espectro de Potencia de la señal FSK No-Continua

En la modulación FSK No-Continua el ancho de los lóbulos principales es de 240 Hz.

3.8.2 TRABAJO PRÁCTICO 2

Diseñe un sistema de SystemView, que simule el funcionamiento de un demodulador FSK Coherente. Se puede utilizar el bloque Modulador de Frecuencia disponible en SystemView para generar la señal FSK. Grafique las secuencias digitales en el emisor y el receptor. Introduzca en el sistema una fuente de ruido con una potencia de -6 dB y cuantifique la tasa de error del sistema de transmisión.

3.8.2.1 Resolución

El sistema implementado tiene como objetivo el simular un sistema de comunicaciones con modulación FSK y un demodulador coherente. El sistema completo está representado en la figura 3.79 y se encuentra en el archivo FSK2.svu. La modulación se realiza mediante el bloque 3, una función de SystemView que es capaz de realizar la modulación FSK.

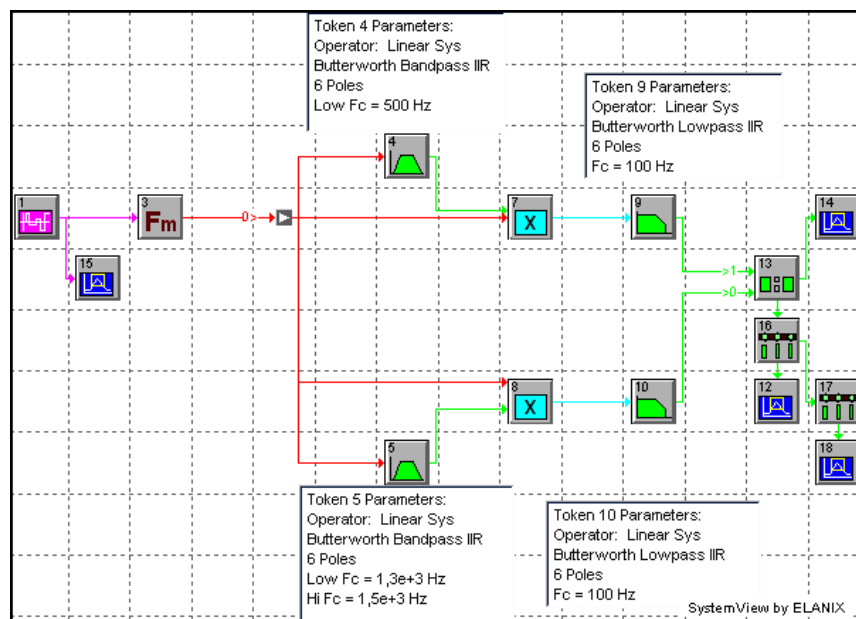


Figura 3.79 Demodulador Coherente (FSK2.svu)

La demodulación Coherente se realiza mediante la multiplicación de la señal recibida por la portadora detectada. Para este propósito se utilizan los filtros pasabanda de los bloques 4 y 5. A continuación, las señales son detectadas por un filtro pasabajos, con una frecuencia de corte igual a $f_c=500$ Hz.

La secuencia digital es generada por un comparador (bloque 13), el cual hace la función de elemento de decisión. A continuación, la secuencia digital es recuperada mediante el bloque 16, el cual vuelve a muestrear la señal digital a 100 Hz. El bloque 17 es opcional, su función es muestrear la señal digital obtenida a 10 kHz, para obtener la forma de onda de entrada del sistema.

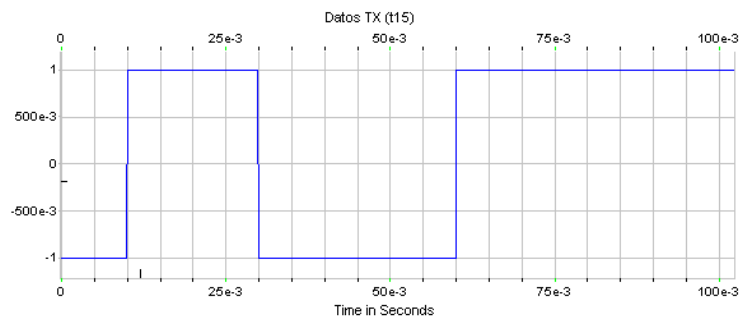
Los parámetros de la modulación son:

- Velocidad de transmisión de la señal digital (V_{tx}): 100 bps
- Frecuencia de la señal portadora (f_0): 600 Hz
- Frecuencia de la señal portadora (f_1): 1400 Hz
- Índice de modulación FSK (k): 8

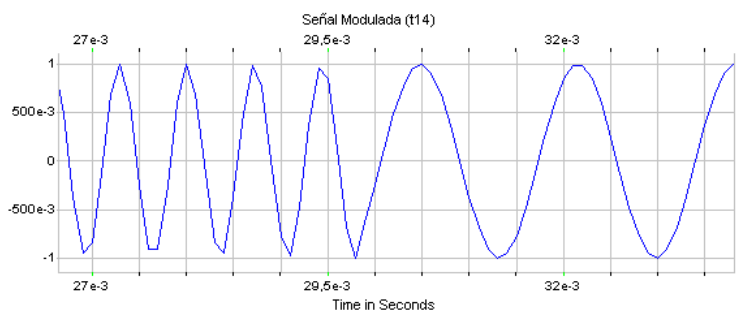
Parámetros del sistema:

- Número de muestras: 1024
- Frecuencia de muestreo: 10 kHz

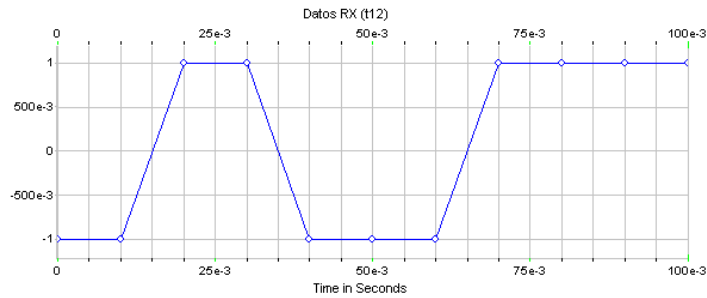
En la figura 3.80 se presentan los resultados de la simulación:



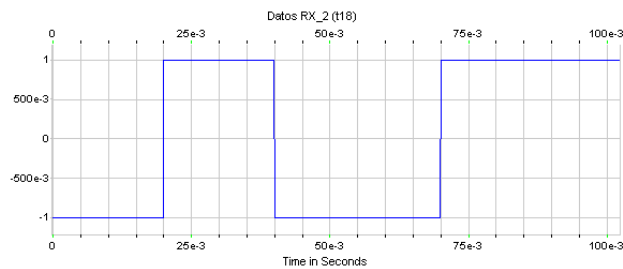
(a) Datos Transmitidos



(b) Señal Modulada FSK (Aumentada)



(c) Datos Digitales Recibidos (Muestreados por el bloque 16)



(d) Datos Digitales Recibidos (Muestreados por el bloque 17)

Figura 3.80 Simulación del sistema FSK2.svu

Se puede apreciar un desfase de un bit entre los datos transmitidos y los recibidos. Este desfase no es erróneo, y se debe al retardo producido al pasar la señal por los filtros digitales.

3.8.3 TRABAJO PRÁCTICO 3

Repita el Trabajo Práctico 3, esta vez con el propósito de diseñar un demodulador FSK No-Coherente.

3.8.3.1 Resolución

En este trabajo se presenta un demodulador No-Coherente de FSK. El sistema completo está representado en la figura 3.81 y está grabado en el archivo FSK3.svu. El demodulador no coherente se construye a base de dos filtros pasabanda, centradas a la frecuencias f_0 y f_1 . Cada frecuencia filtrada pasa entonces a un detector de envolvente, que consiste en un elemento rectificador (diodo) y un filtro pasabajos. Los parámetros de este sistema son idénticos a los del Trabajo Práctico 2.

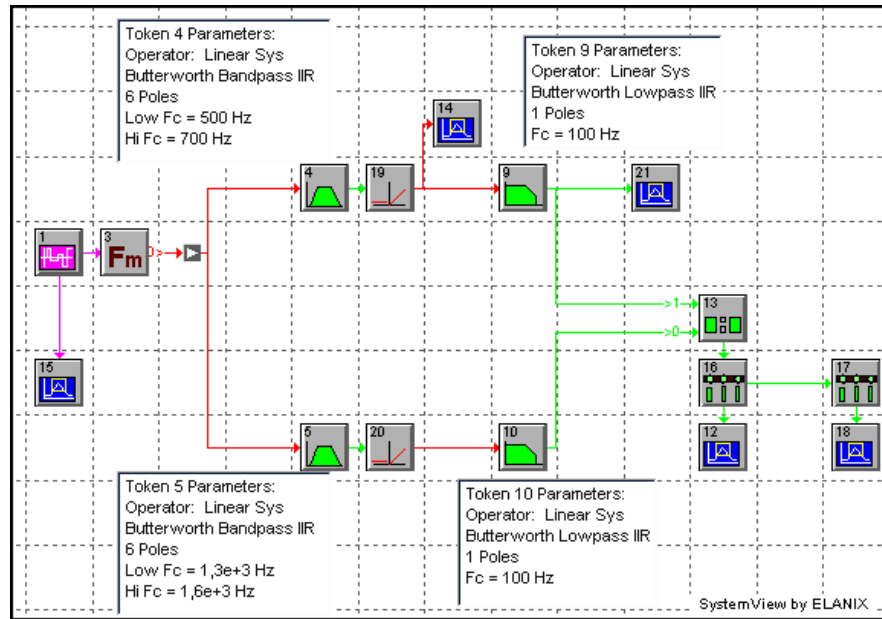


Figura 3.81 Demodulador No-Coherente (FSK3.svu)

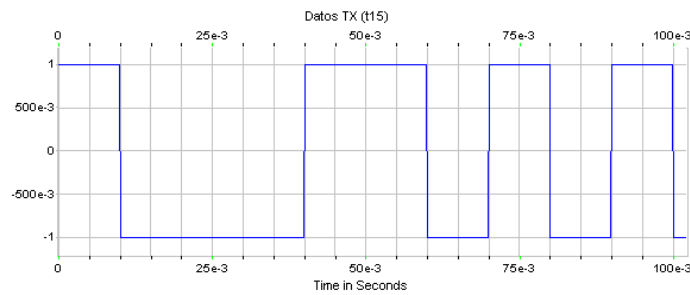


Figura 3.82 Datos Transmitidos

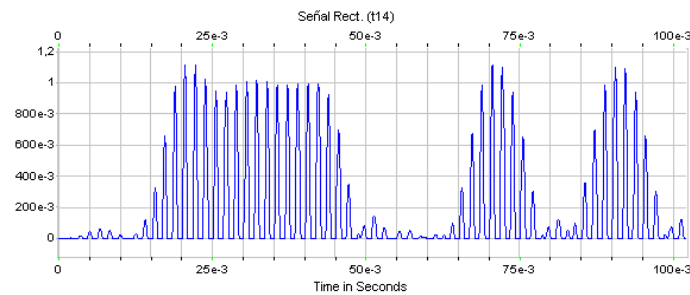


Figura 3.83 Señal Filtrada y Rectificada (Bloque 14)

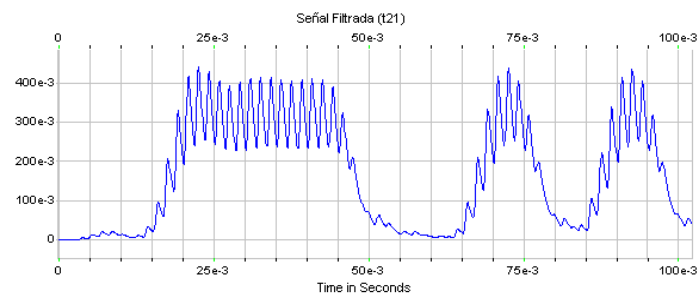


Figura 3.84 Señal a la salida del detector de envolventes (Bloque 21)

En la figura 3.85 se presenta en forma gráfica el funcionamiento del Bloque 13 (Conmutador). Si el nivel de la señal correspondiente a los “1” lógicos es mayor, entonces el conmutador entrega 1v como salida, caso contrario, su salida es de -1v. Ésta es una de las ventajas de la demodulación FSK frente a la ASK, ya que aquí no se tiene un umbral de voltaje con el cual comparar la señal demodulada. La comparación se la realiza entre los niveles de señal de las dos frecuencias f_1 y f_0 .

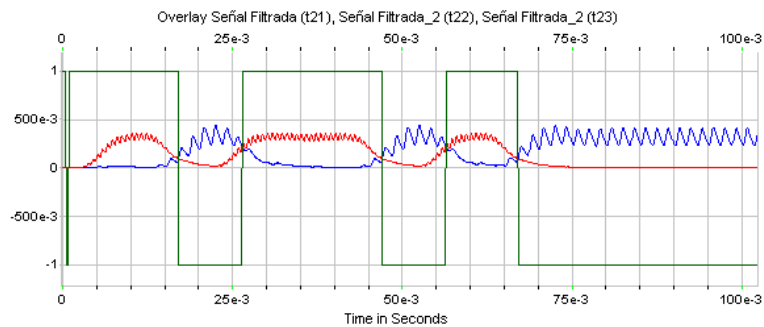


Figura 3.85 Funcionamiento del conmutador (Bloque 13)

A continuación, se procede a muestrear la señal digital con la frecuencia de 100 Hz y a recuperar la señal digital. Nótese que en este ejercicio, al igual que en el anterior existe un retardo de un bit entre los datos de entrada y los de salida, debido a los filtros del sistema.

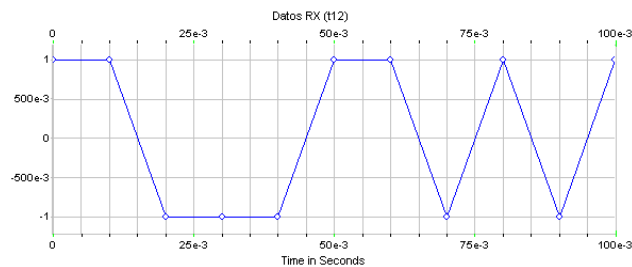


Figura 3.86 Datos digitales recibidos (Bloque 12)

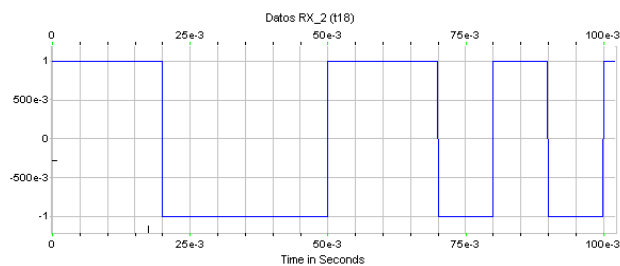


Figura 3.87 Datos digitales recibidos (Bloque 18)

3.8.4 PARÁMETROS DE DISEÑO

Para los dos ejercicios anteriores se tomaron los siguientes parámetros de diseño:

Ancho de banda de los filtros pasabajos:

$$AB_{pbajos} \geq \frac{V_s}{2} \quad (3.16)$$

No se recomienda el ancho de banda mínimo, ya que aumenta el retardo entre la secuencia de entrada y la de salida.

Ancho de banda de los filtros pasabanda:

$$AB_{pbanda} = 2 \cdot AB_{pbajos} \quad (3.17)$$

3.9 MODULACIÓN DIGITAL PSK

Objetivos:

- Conocer la construcción de sistemas de modulación PSK, e implementarlos en la práctica mediante sistemas de simulación de SystemView.
- Observar y comprender la incidencia del ruido en la modulación PSK.

3.9.1 TRABAJO PRÁCTICO 1

Realice el diseño de un sistema de comunicaciones con modulación PSK binaria.

El sistema estará compuesto por:

- *Un modulador BPSK.*
- *Un canal de transmisión limitado en su ancho de banda y con ruido gaussiano aditivo.*
- *Un demodulador BPSK.*

Grafique las secuencias digitales transmitidas y recibidas y la señal modulada BPSK. Comente los resultados obtenidos y el efecto del ruido sobre la transmisión.

3.9.1.1 Resolución

El sistema construido (ver figura 3.88) es una aplicación directa de la teoría, expuesta en la sección 2.9 del presente documento. Este sistema está grabado en el archivo BPSK.svu.

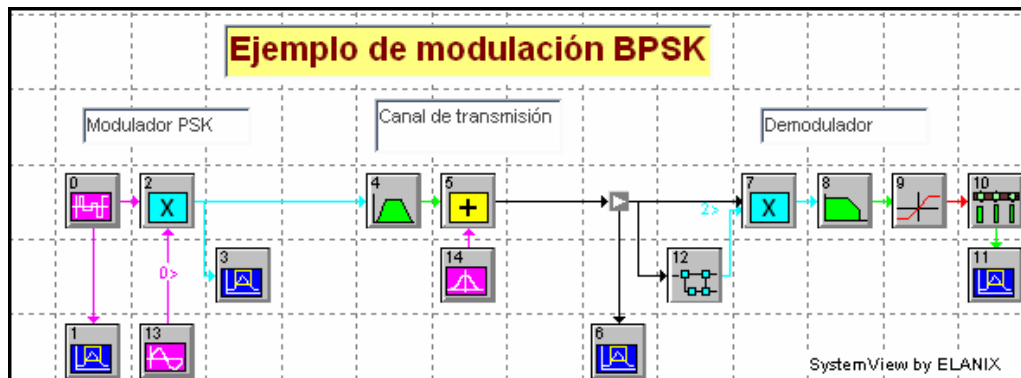


Figura 3.88 Sistema de comunicaciones con modulación BPSK

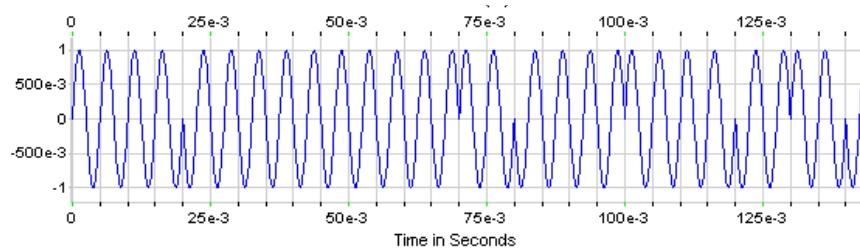
Los parámetros de la modulación son:

- Velocidad de transmisión de la señal digital (V_{tx}): 100 bps
- Frecuencia de la señal portadora (f_s): 200 Hz

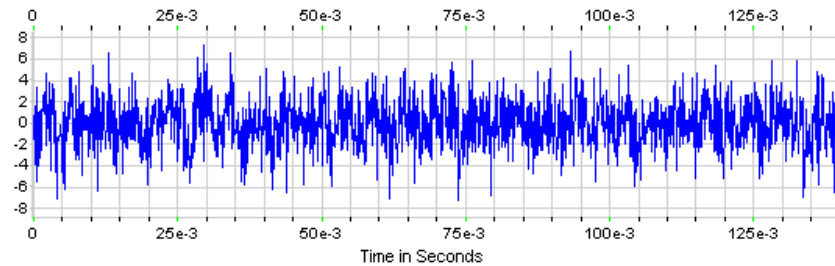
Los parámetros del sistema simulado son:

- Número de muestras: 32768
- Frecuencia de muestreo: 10 kHz

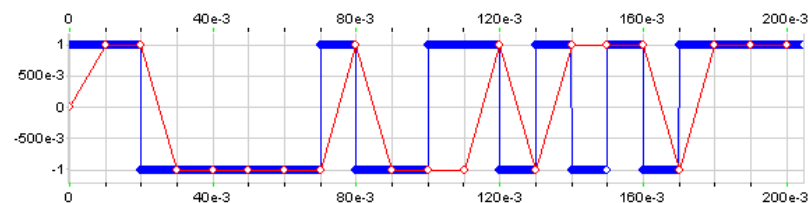
Los bloques 0 y 13 son fuentes de datos a transmitir y señal portadora, respectivamente. El canal de transmisión es simulado por los bloques 4, 5 y 14, de tal forma que la señal modulada se transmite en un canal de ancho de banda limitado de 25 a 400 Hz, y con una fuente de ruido gaussiano de densidad 1×10^{-4} W/Hz medidos en 1Ω . El demodulador BPSK está constituido por un PLL (bloque 12) encargado de recuperar la señal portadora, un multiplicador y un filtro pasabajos. El bloque 9 es el encargado de discriminar la señal digital recibida y volver a recuperar los niveles de voltaje ($\pm 1v$) de la señal digital. El bloque 10 muestrea la señal recuperada a la velocidad de transmisión (100 Hz), para así obtener la secuencia digital en la recepción.



(a) Señal modulada BPSK



(b) Señal con ruido captada en el receptor



(c) Datos transmitidos (azul) y recibidos (rojo) en el sistema

Figura 3.89 Gráficas de simulación del sistema BPSK.svu

Los resultados de la simulación del sistema constan en la figura 3.89. A pesar que el ruido y la distorsión del canal son significativos, el demodulador logra recuperar los datos transmitidos. Ésta es una de las ventajas de este sistema sobre uno de modulación de amplitud. La fase de la señal transmitida es menos susceptible al ruido que su amplitud. Además, el sistema PSK se beneficia de un demodulador coherente en la recepción, lo cual es beneficioso desde el punto de vista del índice BER.

En la figura 3.90 se observa el espectro de potencia. El ancho de banda se mide como el ancho del primer lóbulo tomando como origen la frecuencia de la portadora. En este caso el ancho de banda es de 100 Hz, lo que concuerda con la teoría. ($AB_{BPSK} = 1/T$, siendo T el período de bit).

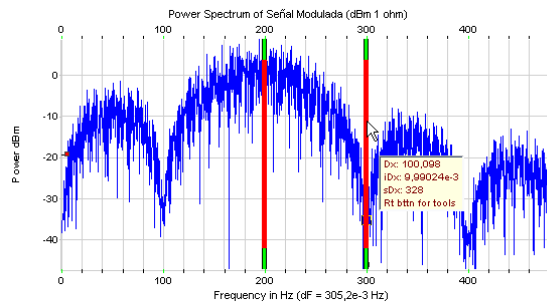


Figura 3.90 Espectro de potencia de la señal BPSK

3.9.2 TRABAJO PRÁCTICO 2

Realice el diseño de un sistema de comunicaciones con modulación QPSK, que simule el funcionamiento de:

- Un modulador QPSK.
- El modelo de un canal de transmisión, limitado en su ancho de banda y con la presencia de ruido.
- Un demodulador QPSK.

El demodulador (receptor) tiene que ser capaz de recuperar la secuencia digital transmitida. Explique el funcionamiento del sistema de comunicaciones y comente los resultados obtenidos. Grafique las señales transmitidas y recibidas, la señal modulada y el diagrama de constelación del sistema.

3.9.2.1 Resolución

El sistema implementado para la resolución de este trabajo práctico está grabado en el archivo QPSK.svu y se muestra en dos gráficas. En la figura 3.91 se presenta el esquema del modulador QPSK y el modelo del canal de transmisión, mientras que en la figura 3.92 se muestra el demodulador QPSK.

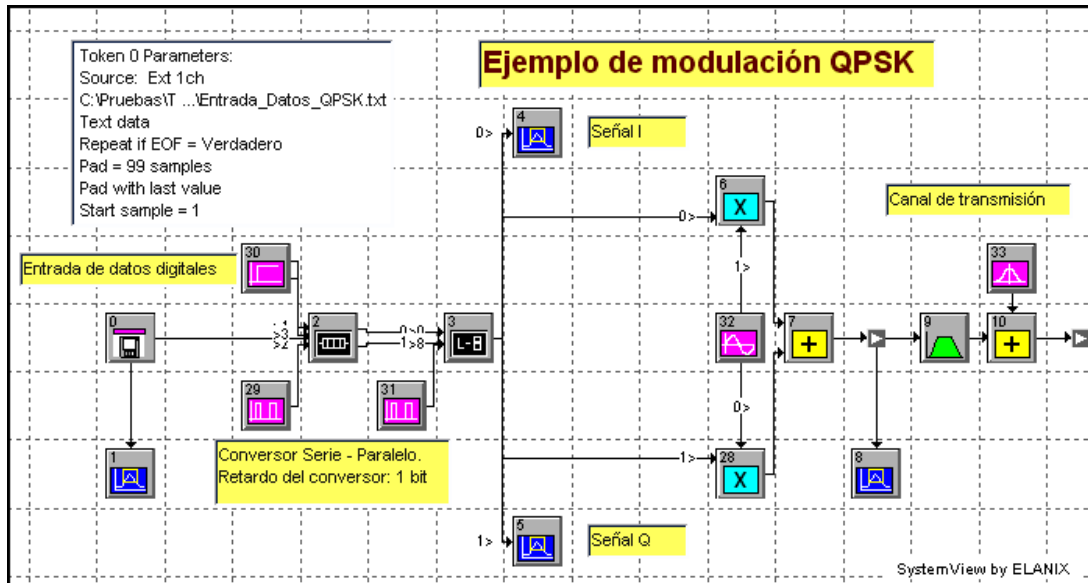


Figura 3.91 Modificador QPSK y modelo del canal de transmisión

A continuación, se describe el funcionamiento del sistema:

Los datos de entrada son generados por el bloque 0. Este bloque toma los datos del archivo de texto “Entrada_Datos_QPSK.txt” y los transmite a los bloques 2 y 3. El bloque 2 es un registro de desplazamiento, mientras que el bloque 3 es un *latch*; juntos realizan la función de un convertor serial – paralelo de datos digitales. Estos datos en paralelo constituyen las señales I y Q del modificador QPSK. Una particularidad del modificador, es que tanto la fuente da datos, como los bloques 2 y 3 utilizan los niveles de 1v para 1_L y - 1v para 0_L. Con estos niveles de voltaje no hace falta hacer la conversión unipolar a bipolar de las señales digitales.

Las señales I y Q se multiplican por la señal $\cos(x)$ y $\sin(x)$, respectivamente, obteniéndose así la señal QPSK modulada. Dicha señal pasa por el canal de transmisión, de ancho de banda limitado y con ruido aditivo, representado por los bloques 9 y 33.

Para la demodulación QPSK, la señal recibida (distorsionada y con ruido) ingresa a un circuito de lazo asegurado de fase (PLL) (Bloque 11). Este bloque recupera la señal senoidal de portadora sin ruido ni distorsión que se utilizará para la

demodulación de la componente Q. Al derivar $\sin(x)$ en el bloque 12 se obtiene $\cos(x)$ para la demodulación de la componente I. Las componentes I y Q pasan por filtros pasabajos, se recuperan sus amplitudes en los comparadores de umbral 15 y 25, y finalmente son convertidos de su forma paralela a datos seriales, en el bloque 18. Los bloques 16 y 20 se encargan de la recuperación de la temporización: el bloque 16 recupera una señal de reloj de 50 Hz, utilizada para la carga de datos del conversor paralelo-serie; mientras que el bloque 20 recupera una señal de reloj de 100 Hz utilizada para temporizar la salida de datos seriales.

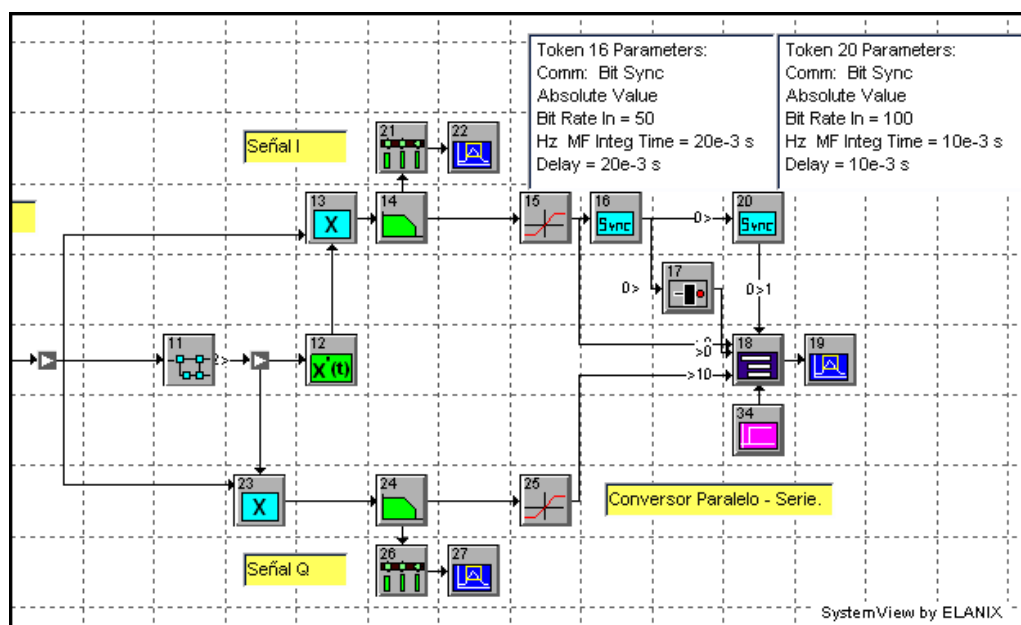
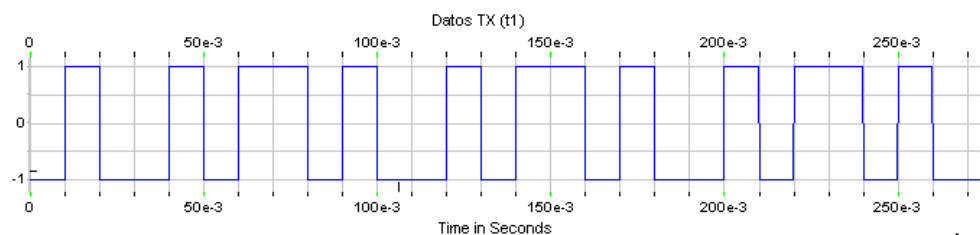
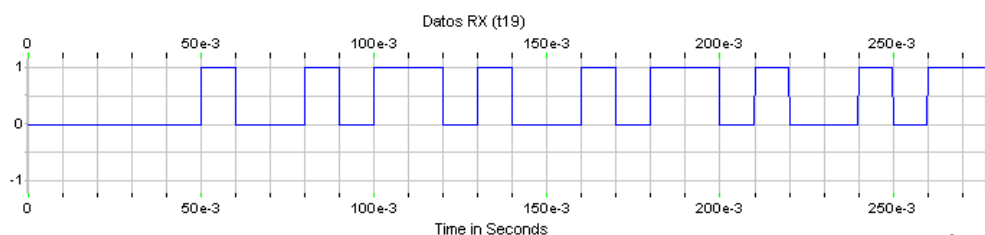


Figura 3.92 Demodulador QPSK

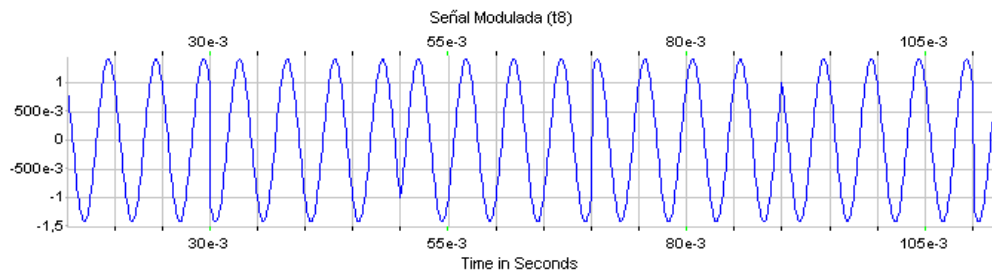
En la figura 3.93 se presentan los resultados de la simulación del sistema:



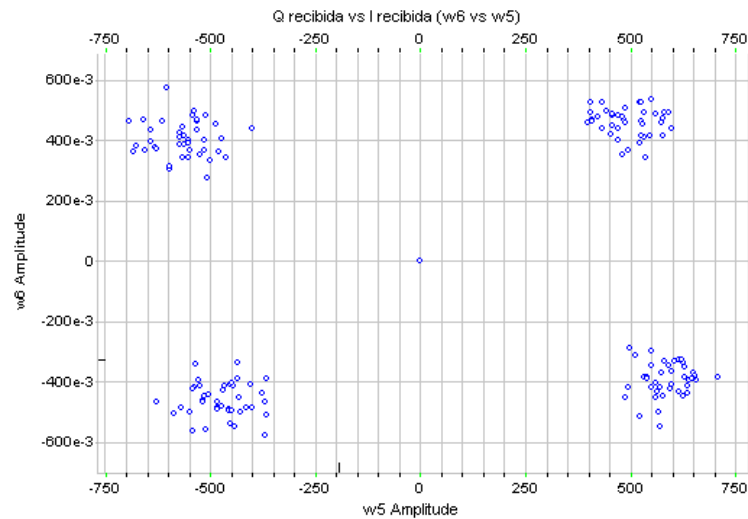
(a) Secuencia digital transmitida (ampliación)



(b) Secuencia digital recibida (ampliación)



(c) Señal modulada QPSK (ampliación)



(d) Diagrama de constelación de la señal recibida

Figura 3.93 Simulación del sistema QPSK.svu

Los parámetros de la modulación PSK son:

- Velocidad de transmisión de la señal digital (V_{tx}): 100 bps
- Frecuencia de la señal portadora (f_s): 200 Hz

Los parámetros del sistema son:

- Número de muestras: 32768
- Frecuencia de muestreo: 10 kHz

En el diagrama de constelación de la figura 3.93 (d) se puede apreciar el efecto del ruido y la distorsión en la señal recibida.

3.9.3 TRABAJO PRÁCTICO 3

Realice el mismo procedimiento del Trabajo Práctico 2, ésta vez con modulación 8-PSK.

3.9.3.1 Resolución

Para la implementación de la modulación 8-PSK se han utilizado el sistema del archivo 8PSK.svu. El modulador 8-PSK y el modelo del canal de transmisión se muestran en la figura 3.94, mientras que el demodulador está graficado en la figura 3.95. El principio de funcionamiento es idéntico al sistema de QPSK, pero se diferencia en el número de bits por símbolo, y en los detalles de construcción del modulador y demodulador. En la modulación 8-PSK existen 4 niveles de tensión que modulan cada una de las componentes I y Q, a diferencia de QPSK en la que existían dos.

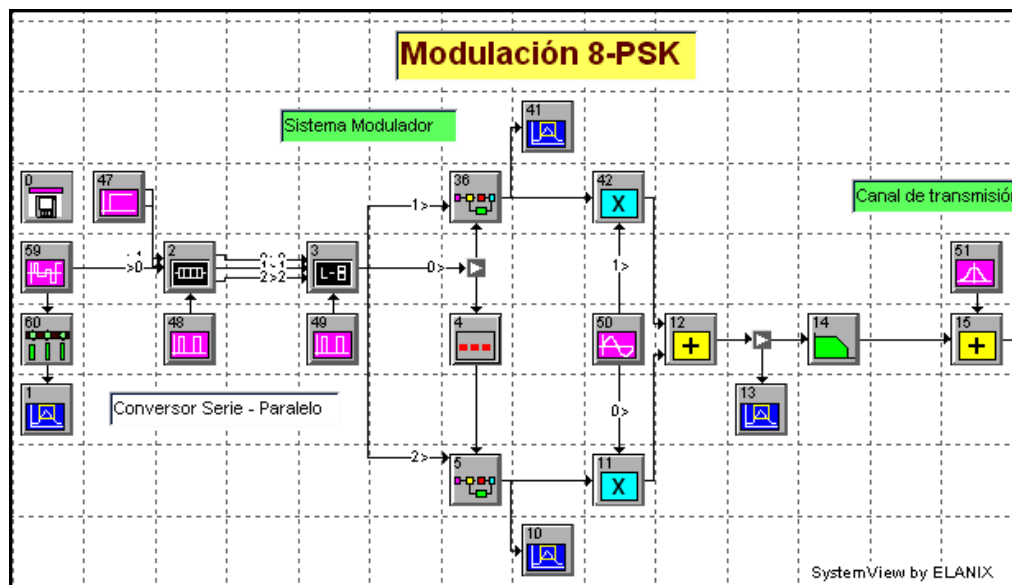


Figura 3.94 Esquema del modulador 8-PSK y canal de transmisión

En el modulador se dispone de dos fuentes de datos. El bloque 0 se utilizó para el diseño del sistema ya que toma datos de un archivo de texto para revisar el correcto funcionamiento del sistema comparando las fases de la señal modulada con el código binario de entrada. El bloque 59 es una fuente de datos digitales pseudo aleatorios, utilizada para la simulación del sistema.

A continuación de la fuente, se dispone de un convertor serial paralelo, idéntico al Trabajo Práctico anterior. Los bloques 36 y 5 son dos meta-sistemas para generar las señales modulantes de las componentes I y Q. Básicamente son convertidores D/A para crear una señal de 4 niveles de voltaje a partir de dos bits de entrada. Al multiplicar las componentes I y Q, se obtiene la señal modulada 8-PSK.

Esta señal pasa a través del canal de transmisión, modelada por el bloque 14 (filtro) y el bloque 51 (fuente de ruido gaussiano).

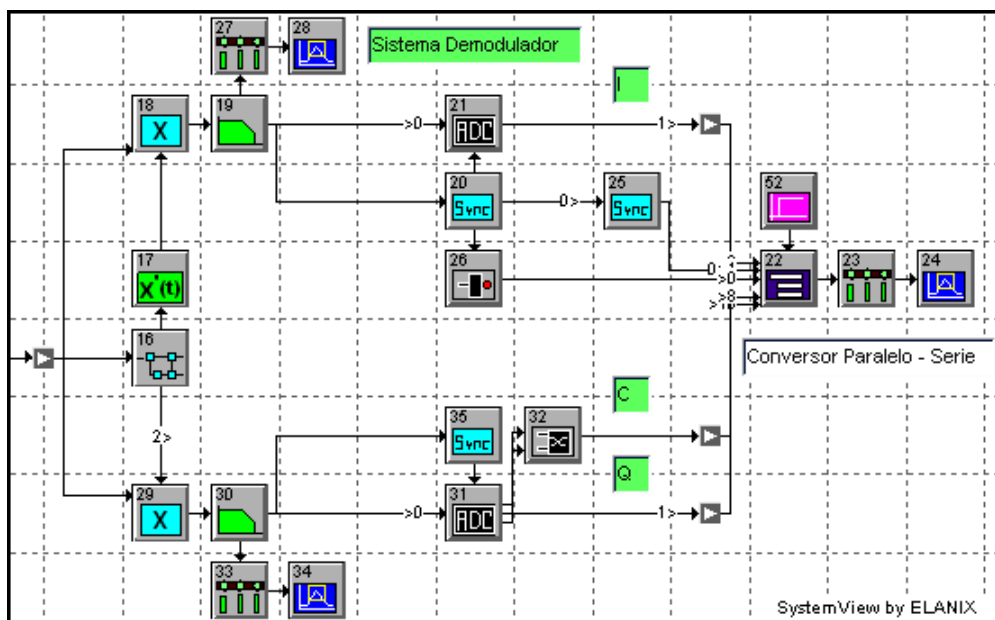


Figura 3.95 Esquema del demodulador 8-PSK

El demodulador consiste en un circuito PLL, que se encarga de la recuperación de la portadora, multiplicadores y filtros pasabajos para las dos componentes I y Q. Así se obtiene una señal de 4 niveles en cada componente. Dos convertidores A/D se encargan de convertir estos niveles analógicos en una señal de 2 bits por nivel. El bloque 32 obtiene el bit C como una función lógica de dos bits de convertor. A continuación, los tres bits de datos obtenidos pasan al convertor paralelo – serie (bloque 22), y la secuencia digital original está recuperada.

A continuación se presentan las gráficas de la simulación del sistema:



Figura 3.96 Datos transmitidos por el sistema

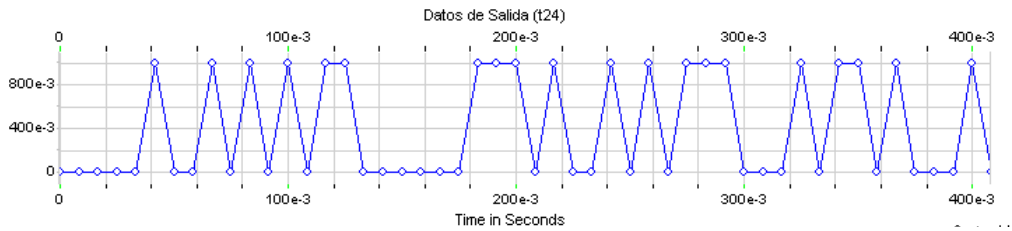


Figura 3.97 Datos recibidos en el sistema (filtro de canal y fuente de ruido)

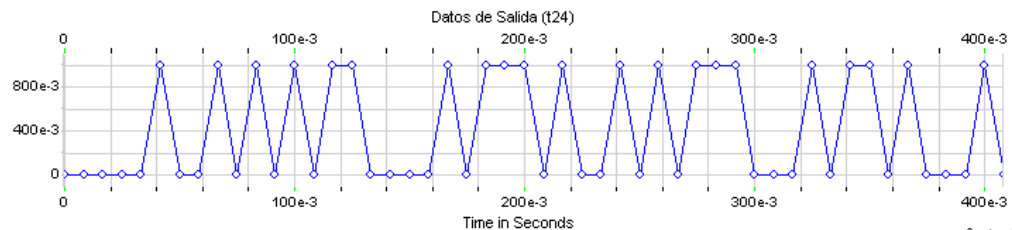


Figura 3.98 Datos recibidos en el sistema (fuente de ruido únicamente)

En la figura 3.97 constan los datos recibidos al pasar por un filtro pasabajos de $f_c=1200$ Hz y una fuente de ruido de 1×10^{-4} W/Hz (1Ω). Se pueden observar errores en la secuencia recibida. En la figura 3.98 consta la secuencia digital recuperada utilizando únicamente la fuente de ruido en el canal. La secuencia es recuperada correctamente, a pesar de aumentar el ruido a 1×10^{-3} W/Hz.

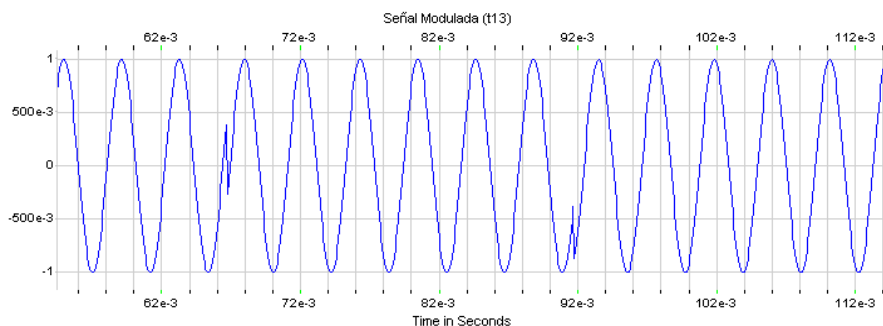


Figura 3.99 Señal modulada 8-PSK (ampliación)

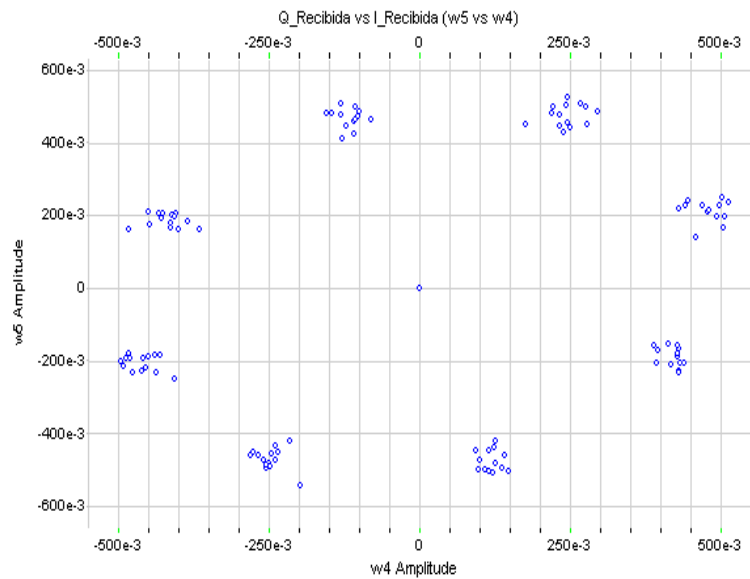


Figura 3.100 Constelación 8-PSK

En la figura 3.99 consta un fragmento de la señal modulada sin ruido. En la modulación 8-PSK a cada símbolo o transición de fase le corresponden tres bits de datos. Mientras aumenta la cantidad de bits por símbolo, aumenta también la eficiencia espectral de una modulación. Por ejemplo, 8-PSK tiene el doble de eficiencia que QPSK, y éste a su vez posee el doble de eficiencia de BPSK.

En la figura 3.100 se presenta el diagrama de constelación en el receptor. Se puede observar los ocho estados de modulación y una dispersión de los puntos, ocasionada por la presencia de ruido en el canal. Los errores en la recepción ocurren cuando la dispersión es lo suficientemente grande para traslapar dos “nubes” de la constelación. Cuando este ocurre, el receptor no puede discriminar adecuadamente dos símbolos contiguos y se produce un error.

Una modulación M-aria será más inmune al ruido mientras tenga el menor número de estados de modulación. Al aumentar el número de estados (M), aumenta la eficiencia de la modulación, pero se reduce la inmunidad al ruido. Por este motivo, y al diseñar un sistema de comunicación digital, es importante encontrar un compromiso entre eficiencia y tolerancia al ruido, para poder realizar una transmisión eficiente y confiable a la vez.

3.10 MODULACIÓN DIGITAL QAM

Objetivos:

- Conocer el funcionamiento de la técnica de modulación QAM y aplicar dichos conocimientos en la práctica mediante el diseño y simulación de un sistema de comunicaciones con modulación y demodulación QAM.
- Encontrar los factores principales de distorsión en un sistema de modulación QAM y conocer las formas de evitar dicha distorsión.

3.10.1 EJERCICIOS

La ventaja principal de la modulación QAM es el aprovechamiento eficiente del ancho de banda disponible. Con un esquema de modulación en amplitud (ASK), si se modula un señal digital de ancho de banda B con una portadora de frecuencia f_c , se obtendrá una señal de ancho de banda que se extiende desde $f_c - B$ hasta $f_c + B$. Se requiere un ancho de banda de $2B$ (en una modulación ASK) para transmitir una señal de ancho de banda B . Utilizando una modulación QAM, se utilizan dos portadoras ortogonales entre sí, y se logra modular DOS señales de ancho de banda B en una sola señal portadora.

Observe el funcionamiento del sistema de la figura 3.101. En este sistema, grabado en el archivo QAM0.svu, se implementa un modulador QAM con dos fuentes de datos digitales que realizan la función de señales modulantes. El bloque 0 genera la secuencia modulante del canal I, mientras que el bloque 1 la genera para el canal Q. La secuencia I se multiplica por la portadora en fase (señal coseno), mientras que la secuencia Q se multiplica por la señal desfasada 90° (señal seno). Estas dos portadoras moduladas ingresan a un sumador lineal y así se obtiene una señal modulada QAM. Como las dos secuencias modulantes poseen 4 niveles de voltaje cada una, es posible la transmisión de $4 \times 4 = 16$ estados diferentes, es decir, que este sistema implementa la modulación 16-QAM.

Para la demodulación, la señal recibida es multiplicada por la portadora. Para recuperar la señal I, se multiplica la señal modulada por la portadora sin desfase ($\cos(x)$), y para recuperar la señal Q, se debe multiplicar por la señal desfasada 90° ($\sin(x)$). A continuación, las señales entran a un filtro pasabajos y se recupera la amplitud original.

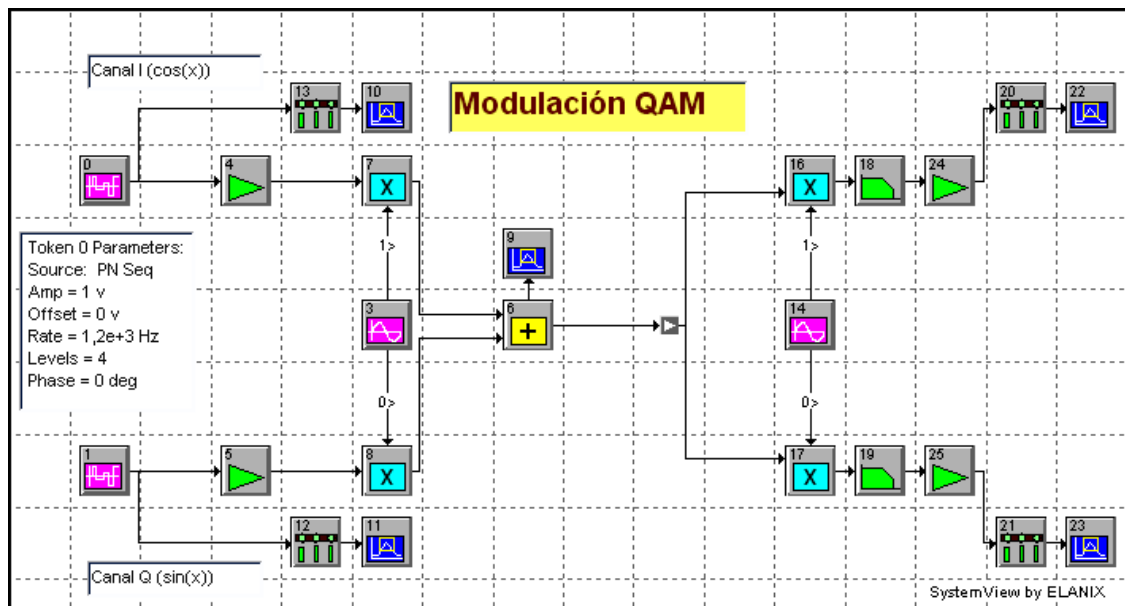


Figura 3.101 Modulación 16-QAM (QAM0.svu)

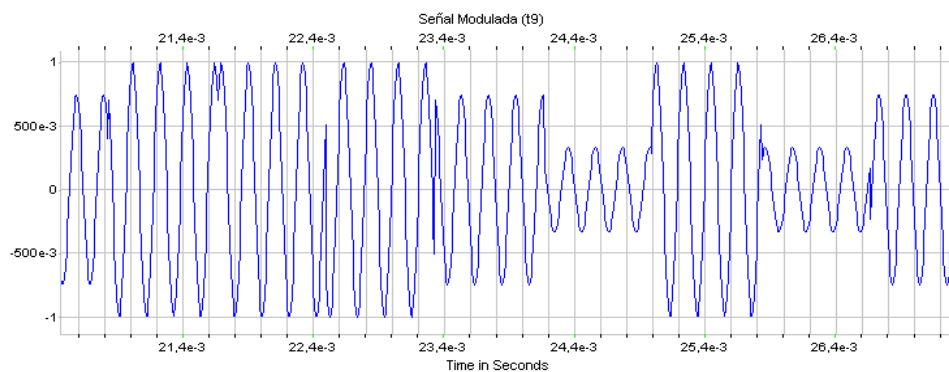
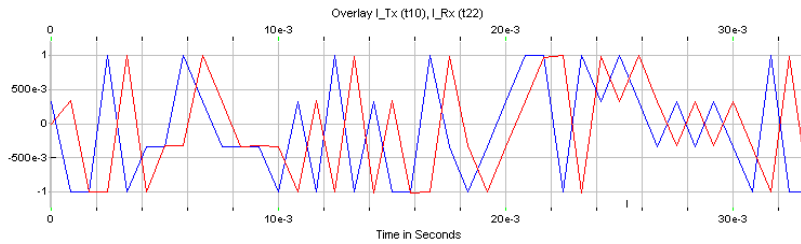
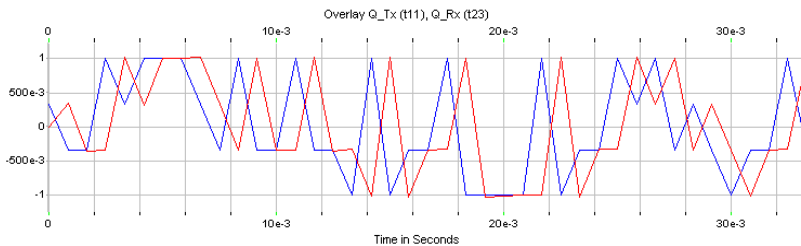


Figura 3.102 Señal modulada

En la figura 3.103 constan los resultados de la simulación del sistema. Se puede apreciar que ambas señales modulantes son detectadas correctamente en la recepción.



(a) Señal I transmitida y señal I recibida



(b) Señal Q transmitida y señal Q recibida

Figura 3.103 Simulación del sistema QAM0.svu

Este tipo de modulación no solo se aplica en sistemas de comunicación digital, se puede hacer la modulación QAM analógica, al reemplazar las señales modulantes digitales (bloques 0 y 1) por señales modulantes analógicas. Este concepto se aplica en la transmisión de señales de televisión analógica, para la eficiencia en la utilización del ancho de banda.

Cabe destacar que la condición necesaria para el correcto funcionamiento del demodulador, es la sincronización del oscilador local en el receptor. En otras palabras, el oscilador local del receptor debe estar en fase con la señal modulada recibida. Si hubiera un error en la sincronización, el demodulador no funcionará de manera correcta: en la demodulación de la señal I, aparecen vestigios de la señal modulante Q, y viceversa. Si aumenta el error de fase en la recepción, esta mezcla de señales modulantes se manifiesta en mayor magnitud.

Para ilustrar estos conceptos, observe la figura 3.104. Éste es un sistema con modulación QAM y con dos señales modulantes. El sistema está grabado con el nombre de QAM1.svu. En el canal I actúa como modulante una señal pseudo aleatoria de 4 niveles de voltaje, con $V_s = 600$ baudios; mientras que en el canal Q hace la función de modulante una señal con $f = 1200$ Hz. Los bloques 3 y 5 hacen la función de modulador y demodulador QAM, respectivamente. Nótese que en el sistema no existen fuentes externas de ruido que puedan afectar la señal recibida.

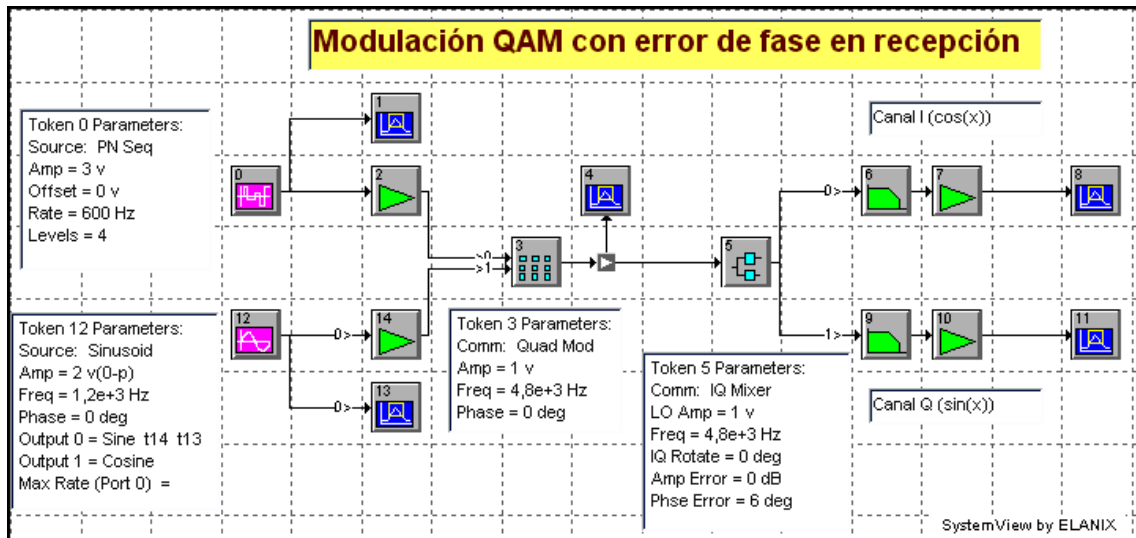


Figura 3.104 Simulación de error de fase en la recepción.

En el bloque 5 (demodulador QAM) se ha introducido un error de fase de 6° . En los resultados de la simulación se puede apreciar el efecto de tal error de fase. La señal de 4 niveles aparece contaminada con la señal senoidal y viceversa. Esta distorsión entre las señales modulantes es función directa del error de fase y puede ocasionar una detección errónea de datos. Por este motivo es importante la correcta sincronización del sistema QAM durante el inicio de la transmisión.

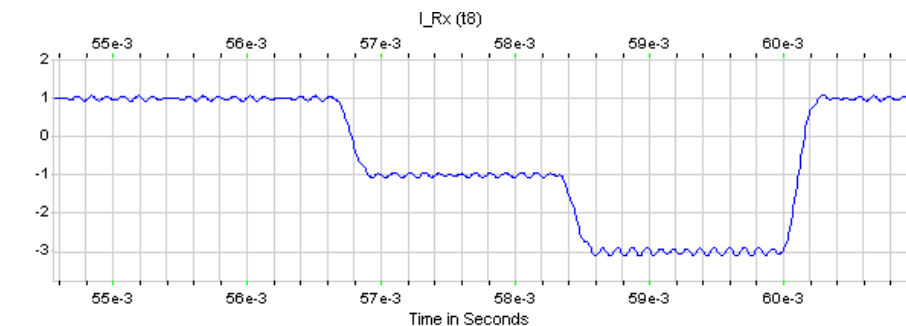


Figura 3.105 Señal I distorsionada obtenida en la recepción

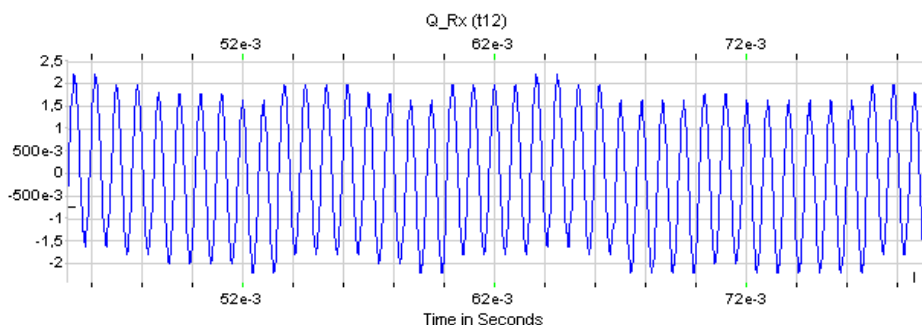


Figura 3.106 Señal Q distorsionada obtenida en la recepción

3.10.2 TRABAJO PRÁCTICO 1

Realice el diseño y la simulación de un sistema de comunicaciones que utilice la modulación 16-QAM. El sistema deberá estar constituido por:

- Un modulador 16-QAM.
- Canal de transmisión con ruido gaussiano aditivo.
- Un demodulador que recupere la secuencia digital transmitida.

Utilice como fuente de datos una secuencia digital seudo aleatoria. Para la modulación y demodulación de las señales se recomienda el uso del bloque Quad Mod para la modulación QAM y el bloque IQ Mixer para la demodulación. Ambos bloques se encuentran dentro de la librería de Comunicaciones de SystemView. Explique el funcionamiento del sistema diseñado. Grafique el diagrama de constelación de la modulación 16-QAM y cuantifique el ancho de banda de la señal modulada.

3.10.2.1 Resolución

Para la resolución de este trabajo práctico, se diseñó el sistema de la figura 3.107. El diseño se basó en los diagramas esquemáticos de la teoría expuesta en la sección 2.10 del presente documento.

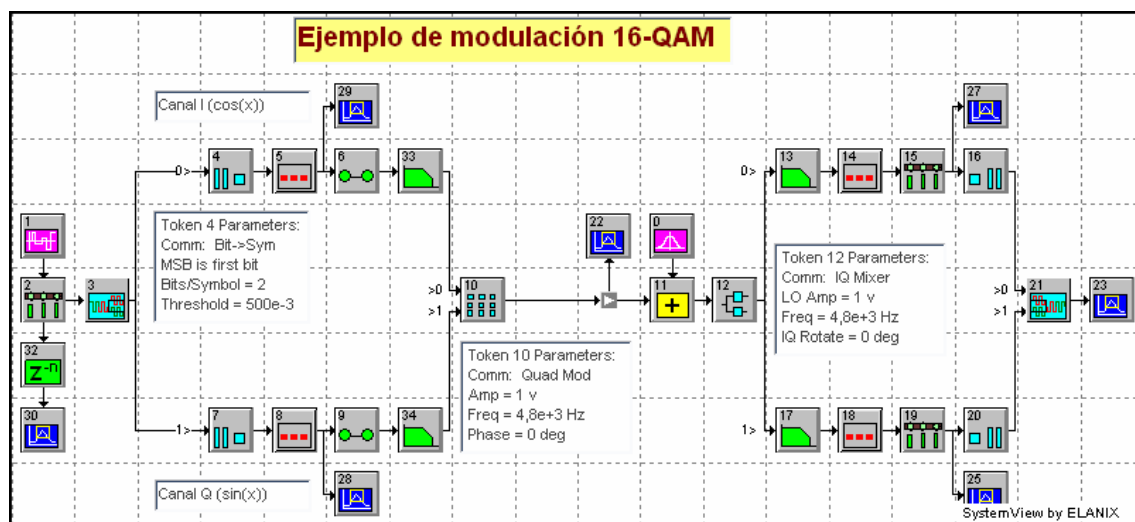


Figura 3.107 Sistema de comunicaciones con modulación 16-QAM

Los parámetros de la modulación son:

- Velocidad de transmisión de la señal digital de entrada (V_{tx}): 4.8 Kbps
- Frecuencia de la señal portadora (f_s): 4.8 kHz
- Frecuencia de corte de los filtros pasabajos (f_c): 2.4 kHz

Los parámetros del sistema son:

- Número de muestras: 32768
- Frecuencia de muestreo del sistema: 120 kHz

Como fuente de datos digitales pseudo aleatorios, se dispone del bloque 1. A continuación, esta secuencia es muestreada a 4.8 kHz y por medio de un demultiplexor TDM (bloque 3) se la separa en dos secuencias de datos, para los canales I y Q. La multiplexación se la realiza de tal forma que de un grupo de 4 bits, los dos primeros bits acceden al canal I y los dos bits subsiguientes acceden al canal Q. Los bloques 4 y 5 tienen la función de convertir la secuencia digital del canal I en una señal de 4 niveles de amplitud. Idéntica función la realizan los bloques 7 y 6 en el canal Q. Las señales modulantes así obtenidas son vueltas a muestrear a la frecuencia del sistema y pasan a un filtro pasabajos. La función de los filtros pasabajos es de adecuar el espectro de frecuencia de la señal modulada y reducir significativamente la amplitud de los lóbulos secundarios de dicho espectro.

El bloque 10 realiza la función de modulador QAM. Internamente realiza las funciones de multiplicación y suma lineal. Este bloque toma como portadora “en fase” la señal coseno, mientras que la portadora “en cuadratura” es la señal seno. La señal modulada pasa por un canal de transmisión con ruido gaussiano aditivo, y pasa al demodulador.

El bloque 12 realiza la función de separar las dos portadoras “en fase” y “en cuadratura”. Internamente contiene los multiplicadores necesarios para la demodulación. A continuación se recurre a filtros pasabajos para recuperar la envolvente de la señal modulante multinivel. La señal modulante a continuación

se convierte en secuencias de bits con la ayuda de los bloques 16 y 20. Las secuencias digitales de las canales I y Q son multiplexadas en el bloque 21 (Multiplexor TDM). Así se completa el proceso de transmisión – recepción de este sistema.

En las figura 3.108 y figura 3.109 se muestra el efecto de los filtros pasabajos en la transmisión (bloques 33 y 34). El efecto buscado es reducir el ancho de banda de la señal modulada atenuando los lóbulos secundarios del espectro.

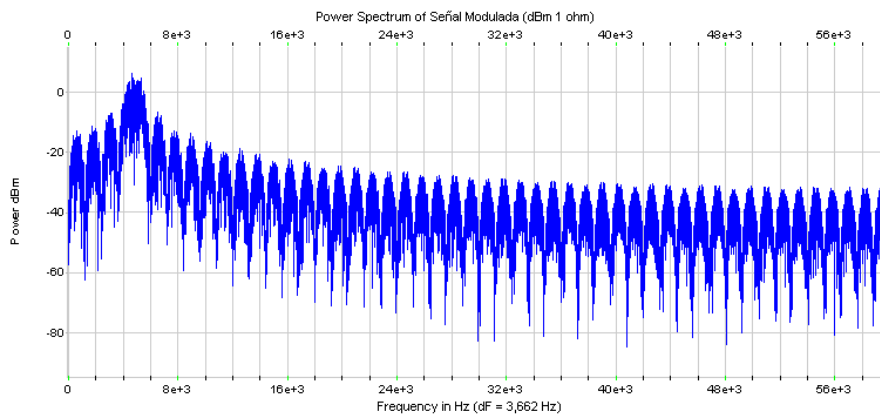


Figura 3.108 Espectro de la señal modulada sin filtros

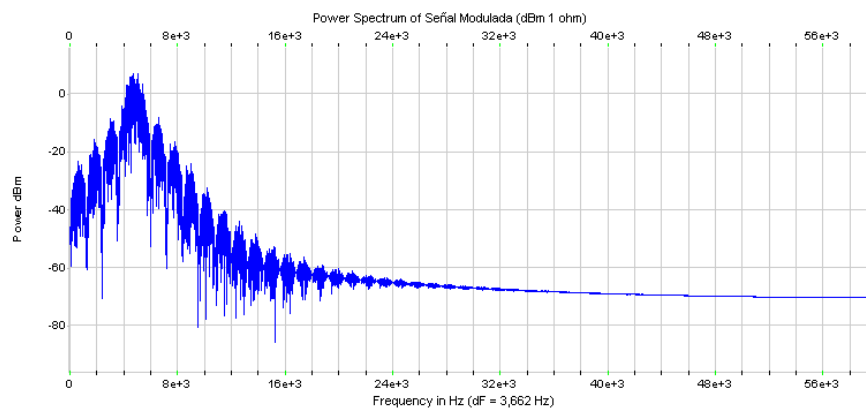


Figura 3.109 Espectro de la señal modulada utilizando filtros pasabajos

Se comprobó el funcionamiento del sistema de modulación y la correcta recepción de la señal digital transmitida. En la figura 3.110 se presenta un segmento de la señal modulada. El efecto de los filtros pasabajos fue la reducción de los cambios de fase abruptos de la señal modulada. Para efectos de comparación, obsérvese las diferencias existentes entre la figura 3.110 y figura 3.102.



Figura 3.110 Señal modulada 16-QAM

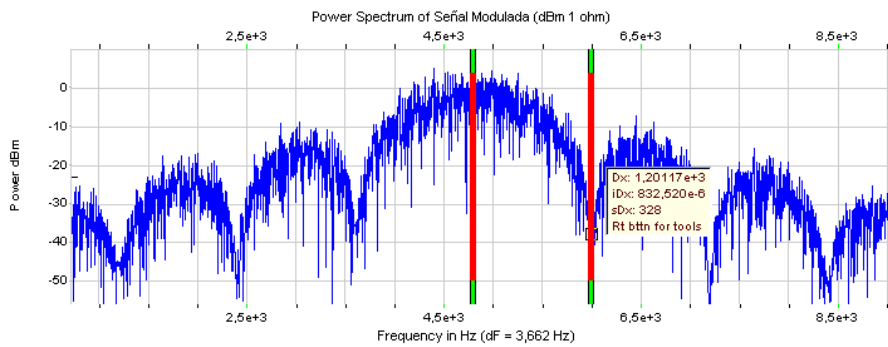


Figura 3.111 Ancho de banda de la señal modulada

El ancho de banda se mide desde la frecuencia de la señal portadora hasta el extremo del lóbulo principal del espectro. El ancho de banda en este sistema es de 1200 Hz, lo que está en concordancia con la teoría. ($AB=V_{tx}/4$). En la figura 3.112 consta el diagrama de constelación de este sistema. La dispersión de los puntos de constelación se debe al efecto del ruido en el canal de transmisión.

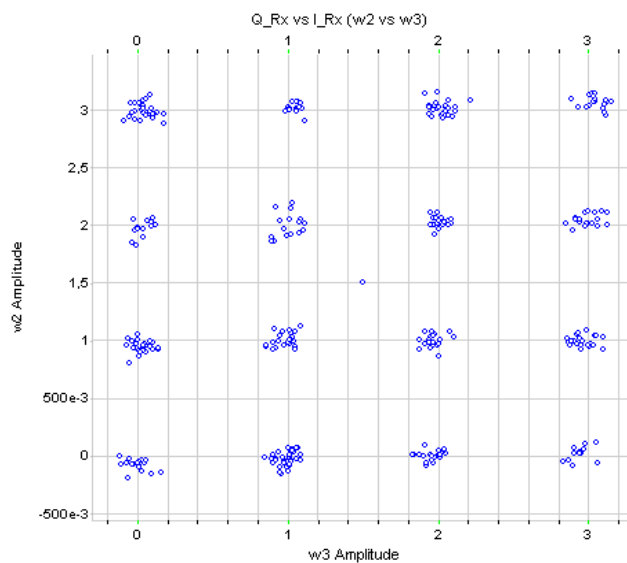


Figura 3.112 Diagrama de constelación 16-QAM

3.10.3 TRABAJO PRÁCTICO 2

Repita el procedimiento del Trabajo Práctico 1, ésta vez con modulación 64-QAM. Explique el funcionamiento del sistema diseñado. Grafique el diagrama de constelación de la modulación 64-QAM y cuantifique el ancho de banda de la señal modulada.

3.10.3.1 Resolución

El sistema de comunicaciones implementado en este trabajo práctico se muestra en la figura 3.113. El principio de funcionamiento de este sistema es esencialmente el mismo del Trabajo Práctico anterior.

En el modulador, los datos digitales son separados en dos secuencias, en los canales I y Q del modulador. Los datos se convierten en señales multinivel que actúan como modulantes de la señal QAM. La diferencia principal consiste en el número de niveles de las señales modulantes. En la modulación 16-QAM, se utiliza una señal de 4 niveles de amplitud por canal, lo que da $4 \times 4 = 16$ estados de modulación. Para la modulación 64-QAM se utilizan señales modulantes de 8 niveles de amplitud.

En el modulador, se modificaron los parámetros de los bloques 19 y 20 para el canal I y los bloques 23 y 24 para el canal Q. Ahora, se utilizan 3 bits por cada símbolo codificado y se modifica la expresión algebraica utilizada para adaptar la amplitud de la señal multinivel (bloques 20 y 24). Una modificación análoga se ha realizado en el demodulador, en los bloques 4, 7, 10 y 14.

En este trabajo práctico no se utilizó una fuente de secuencias pseudo aleatorias, y se prefirió utilizar un bloque de ruido uniforme, adaptado de tal forma que proporcione los datos digitales aleatorios para la simulación. En las simulaciones se pudo apreciar que con el generador del trabajo práctico anterior, no se obtenían datos realmente aleatorios, al carecer de ciertos puntos en el diagrama de constelación 64-QAM.

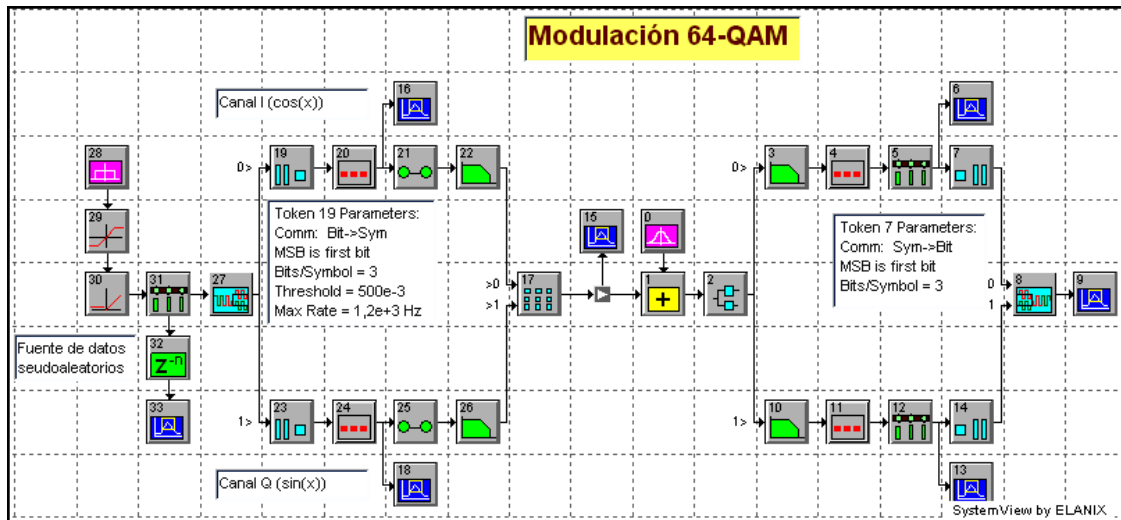


Figura 3.113 Sistema de comunicaciones con modulación 64-QAM (64QAM.svu)

Al poseer un mayor número de estados de modulación, es posible una mayor eficiencia en la transmisión de datos. Efectivamente, la velocidad de transmisión de los datos en este sistema aumenta a 7.2 Kbps, al aumentar el número de estados de modulación. Los demás parámetros son idénticos al sistema 16-QAM.

Parámetros de la modulación:

- Velocidad de transmisión de la señal digital de entrada (V_{tx}): 7.2 Kbps
- Frecuencia de la señal portadora (f_s): 4.8 kHz
- Frecuencia de corte de los filtros pasabajos (f_c): 2.4 kHz

Parámetros del sistema:

- Número de muestras: 32768
- Frecuencia de muestreo del sistema: 120 kHz

Se comprobó el correcto funcionamiento del sistema, y la transmisión sin errores de la secuencia digital. En la figura 3.114 se presenta el diagrama de constelación.

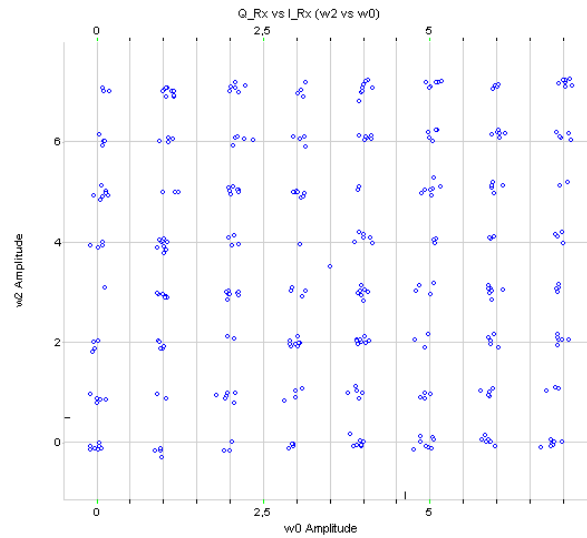
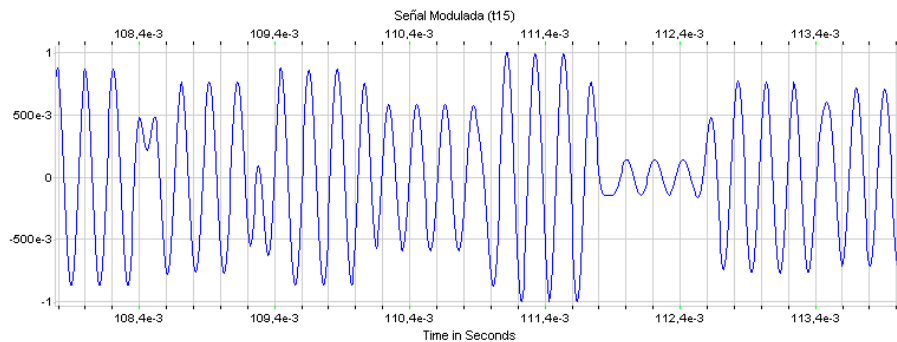
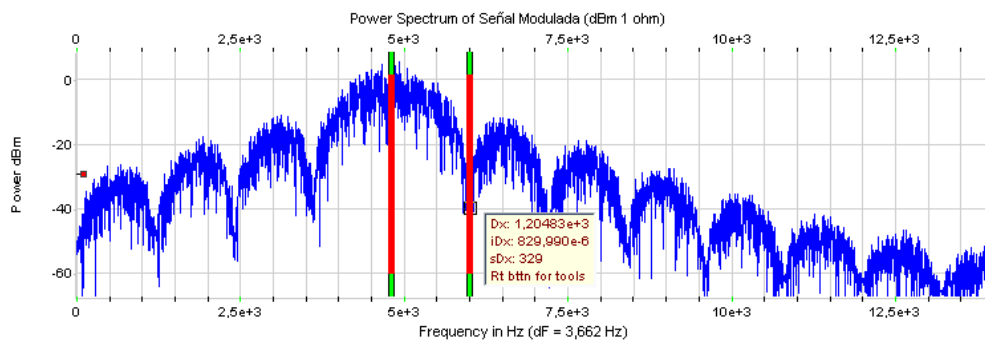


Figura 3.114 Diagrama de constelación 64-QAM

En la figura 3.115 consta un fragmento de la señal modulada y el ancho de banda del espectro. El ancho de banda en la modulación 64-QAM es de 1200 Hz, es decir $AB=V_{tx}/6$.



(a) Señal modulada 64-QAM



(b) Espectro de potencia de la señal 64-QAM

Figura 3.115 Gráficas de la simulación del sistema 64QAM.svu

CAPITULO 4

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 COMPARACIÓN DE SYSTEMVIEW CON MATLAB

Tanto SystemView como MatLab, son programas de ingeniería, con poderosas herramientas para el análisis y simulación de sistemas.

MatLab, es una herramienta para cálculos matemáticos y de ingeniería. Éste es un programa de propósito general, con aplicación en diversos campos de la ingeniería. Para la simulación gráfica de sistemas dispone del complemento Simulink, el cual permite realizar diseños y simulaciones de sistemas con una interfaz amigable a usuario. Simulink presenta un ambiente de diseño con bloques especializados, aptos para ser interconectados en sistemas completos.

Las funciones y bloques de Matlab y Simulink están organizados en grupos llamados *Toolboxes*. Cada *Toolbox* contiene funciones asociadas por un campo de aplicación en particular; así se dispone de *Toolboxes* de Sistemas de Control, Diseño de Filtros, Diseño de Bases de Datos, etc. Los temas de interés para este documento, están contenidos en dos grupos de MatLab: El *Toolbox* de Comunicaciones (*Communications Toolbox*), que contiene funciones de MatLab y el grupo de bloques de Comunicaciones (*Communications Blockset*), que contiene bloques para Simulink.

MatLab permite el diseño de sistemas de comunicaciones, ya sea en el ambiente de programación (línea de comandos de MatLab) o en el ambiente gráfico (Simulink). En Simulink hay dos modos de simulación, uno continuo (*Variable Step*) y uno discreto (*Fixed Step*).

Se puede diseñar un sistema de comunicaciones con MatLab utilizando la línea de comandos, pero no se dispone de la versatilidad en la presentación y visualización de los datos o del sistema, y se tiene el inconveniente de tener que recordar múltiples comandos. Simulink facilita en gran manera el diseño de las simulaciones, pero no presenta muchas herramientas para el análisis de resultados. Algunos bloques de Simulink tienen el inconveniente de no funcionar en los dos modos de simulación (continuo y discreto), y por este motivo se limita la funcionalidad del programa.

SystemView es una herramienta específicamente diseñada para la simulación de sistemas de comunicaciones y procesamiento digital de señal, y dispone de un ambiente gráfico amigable al usuario. El diseño de los sistemas de simulación se realiza mediante la creación y unión de bloques funcionales.

SystemView contiene dos grupos de Librerías: Librerías Principales y Librerías Opcionales. Dentro del grupo de las Librerías Principales se disponen de bloques de propósito general, fuentes, sumideros y funciones matemáticas. Con estos bloques es posible construir cualquier tipo de sistema de simulación.

Dentro de las Librerías Opcionales se puede encontrar bloques de propósito específico, por ejemplo: Comunicaciones, Procesamiento Digital de Señal, Sistemas Digitales, Sistemas de Radio-Frecuencia, etc. Este tipo de bloques facilitan el diseño de simulaciones, y pueden simplificar el esquema del sistema, ya que se puede reemplazar todo un grupo de bloques de propósito general con un bloque de propósito específico.

Si MatLab se encuentra instalado, SystemView permite utilizar funciones de Matlab dentro de la simulación, disponiendo de las mismas en forma de bloques.

SystemView, dispone de una potente herramienta para la visualización y análisis de resultados, como es la Ventana de Cálculos (*Sink Calculator*). Este componente permite hacer gran variedad de operaciones y cálculos con los

resultados de la simulación y posee gran utilidad al momento de exportar los gráficos.

4.2 CONCLUSIONES SOBRE EL MANEJO DEL PROGRAMA

- SystemView es un software de diseño y simulación de sistemas de comunicación y DSP, con poderosas herramientas de análisis e interfaz intuitiva. El usuario de SystemView puede concentrarse en diseñar, simular y documentar sistemas de una forma visual, sin una programación complicada o códigos difíciles de recordar.
- Este software posee gran variedad de fuentes y sumideros de datos, incluso con la posibilidad de procesar archivos de texto o de sonido en sus simulaciones. Tiene múltiples herramientas para el análisis de los datos y operaciones con las gráficas de resultados.
- Como conclusión de las experiencias de trabajo con MatLab y SystemView, se puede concluir que este último, al ser un software de propósito específico, posee gran versatilidad en el área de telecomunicaciones. SystemView, además posee facilidad de manejo y rapidez de construcción de sus simulaciones en comparación con Matlab.
- Al poseer un ambiente de trabajo amigable con el usuario y gran versatilidad, SystemView es una herramienta didáctica útil para el aprendizaje de Comunicación Digital. Se tiene la posibilidad de simular y aprender sobre sistemas de comunicaciones, sin incurrir en un gasto desmesurado.

4.3 RECOMENDACIONES A LOS FUTUROS USUARIOS DEL PROGRAMA

- Se sugiere la aplicación del software a otros campos de la Ingeniería Electrónica, como es Procesamiento Digital de Señales y diseño de circuitos de Radio Frecuencia. SystemView contiene bloques para diseño de sistemas de comunicaciones CDMA, 802.11, Bluetooth, UWB, útiles tanto desde el punto de vista didáctico como su aplicación para el diseño práctico.
- Al ser una herramienta visual, intuitiva y versátil, se recomienda el uso de SystemView para el diseño y simulación de sistemas de Procesamiento Digital de Señal. El software posee bloques destinados para este fin y versatilidad para visualización de resultados.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] STEWART, Robert; WEISS Stephan.- “Getting Started with SystemView”, DSPedia, EEUU, 2001

- [2] ELANIX Incorporated.- “The User’s Guide to Advanced Dynamic System Analysis Software”, Eagleware-Elanix Corporation, EEUU, 2005

- [3] ELANIX Incorporated.- “A Guide to the Communications Library”, Eagleware-Elanix Corporation, EEUU, 2005

- [4] SKLAR, Bernard. - “Digital Communications”; Second Edition; Prentice Hall PTR; EEUU; 2003.

- [5] COUCH, Leon.- “Sistemas de comunicación digitales y analógicos”; Quinta Ed., Prentice Hall, 1997.

- [6] TOMASI, Wayne.- “Sistemas de comunicación digitales”, Segunda Ed., Prentice Hall, 1996

- [7] <http://www.el.bqto.unexpo.edu.ve/~jaguero/docs/capitulo3.pdf>

- [8] <http://www.personal.us.es/jluque/Libros%20y%20apuntes/1995%20Modulacion%20digital.pdf>

- [9] <http://iaci.unq.edu.ar/materias/telecomunicaciones/apuntes.htm>

- [10] <http://www.complextoreal.com/chapters/isi.pdf>

- [11] <http://www.cinit.org.mx/content/pdfs/articulos/articulo10.pdf>

ANEXO A

MANUAL DE LA LIBRERÍA DE COMUNICACIONES DE SYSTEMVIEW