



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

UNIDAD PROFESIONAL ADOLFO LÓPEZ MATEOS

**“ESTUDIO DE LA RESPUESTA DEL CIRCUITO
ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE UN FILTRO TIPO EBG
HÍBRIDO”**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

PRESENTA:

YSSEL CALDERÓN AUSTRIA

ASESOR:

DR. RAÚL PEÑA RIVERO



MÉXICO, CDMX. ABRIL DE 2016



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”

TEMA DE TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN TESIS Y EXAMEN ORAL INDIVIDUAL
DEBERÁ (N) DESARROLLAR C. YSEEL CALDERÓN AUSTRIA

“ESTUDIO DE LA RESPUESTA DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE UN FILTRO TIPO EBG HIBRIDO”

ESTUDIAR EL COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE UN FILTRO TIPO EBG HIBRIDO HECHO CON OCHO PARTES Y CUATRO CAPACITORES DE TECNOLOGÍA DE MONTAJE SUPERFICIAL, CUANDO ES EXCITADO CON SEÑALES DIGITALES DE ALTA VELOCIDAD.

- TÉCNICAS UTILIZADAS PARA DISMINUIR EL RUIDO DE CONMUTACIÓN SIMULTANEA
- REALIZAR PROCESOS DE SIMULACIÓN Y MEDICIÓN DE LA RESPUESTA DEL FILTRO TIPO EBG HIBRIDO.
- ANALIZAR LA TRANSMISIÓN DE DATOS A TRAVÉS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN ENFOCÁNDOSE A LOS CÓDIGOS DEL TIPO NRZ Y RZ
- EXPLICACIÓN A DETALLE EN QUÉ CONSISTE UN PATRÓN DE OJO
- PRINCIPIO DEL FUNCIONAMIENTO DE LOS FILTROS EBG
- OBTENCIÓN DEL DIAGRAMA ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE LA LÍNEA DE MICROCINTA DEL FILTRO
- DIAGRAMA EQUIVALENTE DEL FILTRO TIPO EBG HIBRIDO Y CON ÉL SUS RESPUESTAS
-
- ANTECEDENTES
- ESTADO DEL ARTE
- PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA
- PROPUESTA DEL PROBLEMA
- PROPUESTA DE SOLUCIÓN
- CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS

Ciudad de México a 8 de febrero 2016

ASESORES

M. EN C. RAÚL PEÑA RIVERO

ING. PATRICIA LORENA RAMÍREZ RANGEL
JEFE DEL DEPARTAMENTO DE
INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA





AGRADECIMIENTOS

AL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL, POR PERMITIRME PERTENECER A TAN DISTINGUIDA INSTITUCIÓN EN LA QUE ME FORMÉ CON ÉTICA EN EL ÁMBITO CULTURAL Y ACADÉMICO-CIENTÍFICO PARA EMPRENDER UN CAMINO HACIA EL ÉXITO, FORMÁNDOME COMO UN SER ÍNTEGRO Y UNA MUJER DE BIEN PARA PODER SER ÚTIL A LA SOCIEDAD QUE EXIGE PERSONAS PREPARADAS Y ASÍ AYUDAR A SALIR ADELANTE AL PAÍS, MÁS QUE UNA INSTITUCIÓN HA SIDO MI ORGULLO Y EMBLEMA DESDE HACE 8 AÑOS POR ELLO, EN LO QUE RESTE DE MI EXISTENCIA SEGUIRÉ HONRANDO CON PLACER Y HONOR LOS COLORES GUINDA Y BLANCO YA QUE SOY POLITÉCNICO POR CONVICCIÓN Y NO POR CIRCUNSTANCIA. TAMBIEN AGRADEZCO A LA ESIME ZACATENCO Y SUS PROFESORES POR HABERME PROPORCIONADO LAS HERRAMIENTAS NECESARIAS DURANTE MI FORMACIÓN PARA ENFRENTAR LAS ADVERSIDADES DEL DÍA A DÍA. PORQUE FUÍ CONSTRUIDA POR EL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL PERO ENSAMBLADA EN LA ESIME.

A MI PROFESOR Y ASESOR EL DR. RAUL RIVERA PEÑA POR SU DEDICACIÓN Y ASESORIA EN LA REALIZACIÓN DE ESTE TRABAJO DE TESIS. GRACIAS A SU APOYO, CONFIANZA, TIEMPO, ENSEÑANZAS E INTERÉS, NO PERDÍ EL ENTUSIASMO DE SEGUIR ADELANTE Y REALIZAR UN MEJOR TRABAJO YA QUE ME MOSTRÓ QUE ES UN GRAN INVESTIGADOR Y UN GRAN SER HUMANO.

A MIS PADRES, SILVIA AUSTRIA Y JULIO CALDERÓN Y MI HERMANA SARAI CALDERÓN QUIENES SIEMPRE ESTUVIERON PRESENTES EN TODO MOMENTO APOYANDOME SIN IMPORTAR LAS CIRCUNSTANCIAS, SIEMPRE CREYENDO EN MI.



DEDICATORIA

DEDICO ESTAS SINCERAS PALABRAS Y ÉSTE TRABAJO CON MUCHO CARIÑO Y AGRADECIMIENTO POR LA FORMACIÓN QUE LOGRARON EN MI PERSONA, CON GRAN RESPETO Y ADMIRACIÓN A:

A MIS PADRES, YA QUE SON MÁS QUE UNA BENDICIÓN, GRACIAS POR SU APOYO, POR SUS CONSEJOS, POR COMPARTIR MIS TRISTEZAS Y ALEGRÍAS, POR TODO SU AMOR, POR SUS PREOCUPACIONES AL QUERER QUE SEA MEJOR DÍA CON DÍA, GRACIAS POR DARME SUS VIDAS EN CADA PASO, EN CADA PENSAMIENTO, EN CADA ACCIÓN. SIN USTEDES YO NO SERÍA LO QUE SOY AHORA. GRACIAS POR ENSEÑARME A SEGUIR MIS CONVICCIONES, A USTEDES PAPÁ Y MAMÁ, LES DEBO LA VIDA EL QUE SEA UN MEJOR HUMANO Y MUY FELIZ. GRACIAS A MI HERMANA QUE ME HA BRINDADO SU APOYO, SUS CONSEJOS, SU INCONDICIONAL CARIÑO Y POR EXISTIR EN MI VIDA, SIN ELLA NADA SERÍA IGUAL Y A EFRAIN GONZÁLEZ QUIEN ME HA DADO LA OPORTUNIDAD DE CRECER COMO PERSONA, TE AGRADEZCO LA DEDICACIÓN QUE SIEMPRE ME BRINDAS, EL APOYO Y TUS CONSEJOS, EL AMOR QUE ME HAS DEMOSTRADO, POR CREER EN MÍ, GRACIAS POR ENSEÑARME A NO RENDIRME NUNCA Y MOTIVARME A REALIZAR MIS SUEÑOS. GRACIAS POR SER PARTE DE MI VIDA.



ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS	VII
LISTA DE TABLAS	XIII
ABREVIATURAS	XIV
INTRODUCCIÓN	XIII
OBJETIVO	XIV
JUSTIFICACIÓN	XIV
ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO DE TESIS	XV
CAPÍTULO 1. RUIDO EN LOS SISTEMAS DIGITALES	1
1.1 Fuentes de ruido	1
1.2 Ruido de conmutación simultánea	3
1.3 Técnicas utilizadas para reducir el ruido de conmutación simultánea	5
1.3.1 Capacitores de desacoplo sobre la tensión de alimentación	5
1.3.2 Capacitores de desacoplamiento SMT (Surface Mount Technology)	7
1.3.3 Interconexión entre pistas (Vía Stitching)	7
CAPÍTULO 2. INTEGRIDAD DE LA SEÑAL	10
2.1 Integridad de la señal	10
2.1.1 Generalidades importantes de la integridad de señal	12
2.2 Códigos de línea	13
2.2.1 NRZ (Non Return to Zero)	15
2.2.1.1 Bipolar NRZ	16
2.2.1.2 Propiedades generales del grupo de códigos NRZ.	17
2.2.2 RZ (Return to Zero)	18
2.2.3 Conversión de datos NRZ a RZ y viceversa.	19
2.3 Diagrama de ojo	20
2.3.1 Propiedades fundamentales del diagrama de ojo.	25
2.3.2 Jitter	27
2.3.3 Intervalo de bit y tasa de bit	35



CAPÍTULO 3. FILTROS TIPO EBG	37
3.1. Estructuras tipo EBG	37
3.2. Principio de funcionamiento de los filtros EBG	42
3.3 Respuesta en frecuencia de un filtro tipo EBG	43
3.4 Estudio de la integridad de la señal mediante simulación	44
3.4.1 Características del filtro EBG híbrido propuesto	44
CAPÍTULO 4. DESARROLLO PARA DETERMINAR EL CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA LÍNEA DE LA MICROCINTA	52
4.1.- Circuito eléctrico equivalente de una línea de transmisión.	52
4.2 Cálculo de l y c en una línea sin pérdidas	54
4.3. Cálculo de r y g tomando en cuenta las pérdidas del dieléctrico y el material conductor	57
4.4 Fuente digital de excitación utilizada en la simulación.	63
4.4.1 Secuencia binaria pseudo aleatoria (pseudo random binary sequence)	64
4.4.1.1 Diseño lógico	64
4.5 Simulación del circuito eléctrico equivalente de la línea de alimentación de la microcinta del filtro EBG híbrido propuesto	73
4.6 Simulación del circuito equivalente de la línea de la microcinta variando su tasa de transferencia en la fuente de excitación.	77
CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO	109
Conclusiones	109
Trabajo a futuro	110
BIBLIOGRAFÍAS Y TESIS	111
APÉNDICE A. Diagrama eléctrico equivalente del filtro EBG híbrido propuesto.	113



LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Parte superior: Señal Digital. Parte inferior: Ruido de Conmutación Simultánea o Rebote de tierra.	4
Figura 1.2 Bucles formados entre un dispositivo digital y las pistas de alimentación. Imagen extraída [1]	4
Figura 1.3 Ubicación de un Condensador de desacoplo en un circuito integrado. Imagen extraída [1]	6
Figura 1.4 Capacitores SMT y capacitores cerámicos	7
Figura 1.5 Técnica de conexión entre pistas (vía stitching). Imagen extraída de [3]	8
Figura 1.6 Técnicas utilizadas para reducir el Ruido de Conmutación Simultánea dependiendo del intervalo de frecuencia. Imagen extraída de [3].	9
Figura 2.1 Señal digital íntegra (sin defectos pronunciados en su forma de onda). Fuente propia.	11
Figura 2.2 Superior Señal NRZ Inferior: señal de reloj. Imagen extraída de [4]	16
Figura 2.3 Tipos de código NRZ. Imagen extraída de [17]	17
Figura 2.4 Superior: Señal RZ, Inferior: señal de reloj. Imagen extraída de [4]	19
Figura 2.5 Conversión NRZ a RZ y RZ a NRZ. Fuente propia	20
Figura 2.6 Secuencia para la formación de un diagrama de ojo. Fuente propia.	21
Figura 2.7 Efecto de la Interferencia Intersímbolo (ISI)	22
Figura 2.8 Diagrama de ojo. A. Intervalo de tiempo en el que se puede muestrear la señal. B. margen de ruido. C. distorsión de los cruces por	



ceros. D. pendiente: sensibilidad a errores en el instante de muestreo/decisión. E. distorsión máxima. Imagen extraída de [8]	23
Figura 2.9 Parámetros del diagrama de ojo. Fuente propia	26
Figura 2.10 Diagrama de ojo ideal. Imagen extraída de [6]	27
Figura 2.11 a) Impulsos espaciados por igual en el tiempo (señal libre de jitter). b) Impulsos espaciados irregularmente en el tiempo (señal con jitter). Imagen extraída de [7]	28
Figura 2.12 Diferencia entre ruido y jitter. Imagen extraída de [4]	29
Figura 2.13 Información que proporciona el patrón de ojo. Imagen extraída de [8]	30
Figura 2.14 Diagrama de ojo ideal NRZ Y RZ y respuesta en frecuencia de un dato NRZ. Imagen extraída de [4]	31
Figura 2.15 Diagrama a bloques para la obtención de un patrón de ojo en el osciloscopio. Imagen extraída de [9]	32
Figura 2.16 Esquema de muestreo secuencial. Imagen extraída de [9]	34
Figura 2.17 Representación gráfica de Tasa e intervalo de bit. Fuente propia.	36
Figura 3.1 Filtro EBG utilizando celdas en la cara que conduce la señal de información. Imagen extraída de [11]	39
Figura 3.2 a) Vista superior del esquema una estructura EBG, b) Vista inferior de una estructura EBG. [Fuente propia]	39
Figura 3.3 Filtro EBG. Imagen extraída de [10]	40
Figura 3.4 Modelo de un DGS. Imagen extraída de [12]	41
Figura 3.5 Fotografía de un DGS. Imagen extraída de [13]	41
Figura 3.6 Respuesta en frecuencia ideal de un filtro tipo EBG simulado. Fuente propia	43
Figura 3.7 Vista superior e inferior del filtro EBG propuesto de 8 parches sin los capacitores de montaje superficial. Fuente propia	44
Figura 3.8 Vista superior y transversal del filtro EBG-híbrido con ocho parches y cuatro capacitores de montaje superficial. Fuente propia.	45



Figura 3.9 Fotografía del filtro tipo EBG híbrido propuesto. Imagen extraída de [2]	46
Figura 3.10 Diagrama eléctrico equivalente del filtro tipo EBG híbrido propuesto.	48
Figura 3.11 Respuesta del filtro EBG Híbrido obtenida mediante simulación electromagnética y resolviendo su circuito eléctrico equivalente, utilizando un capacitor SMT de 1pF [2].	51
Figura 4.1 Efectos rlcg en la línea de transmisión con pérdidas. Fuente propia	53
Figura 4.2 Línea sin pérdidas. Fuente propia.	54
Figura 4.3 Descripción detallada de una secuencia PRBS. Imagen extraída de [16]	66
Figura 4.4 Símbolo e ilustración del elemento MLINE en el software ADS.	67
Figura 4.5 Esquema, conexiones y definiciones para una línea de microcinta ideal (MLINE) en el programa ADS.	68
Figura 4.6 Diagrama de ojo de una línea de microcinta ideal.	72
Figura 4.7 Circuito eléctrico equivalente del filtro EBG considerando seis segmentos rlcg(N= 6, número bloques rlcg).	73
Figura 4.8 Patrón de ojo correspondiente al circuito eléctrico equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlcg.	74
Figura 4.9 Diagrama de ojo afectado por el desacople de impedancia en la entrada y salida del circuito equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlcg.	75
Figura 4.10 Patrón de ojo con ISI por desacople de impedancia en la entrada del circuito equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlcg.	76
Figura 4.11 Patrón de ojo con ISI por desacople de impedancia en la salida del circuito equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlcg.	76
Figura 4.12 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 1GHz.	77



Figura 4.13 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 2GHz.	78
Figura 4.14 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 3GHz.	79
Figura 4.15 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 4GHz.	79
Figura 4.16 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 5GHz.	80
Figura 4.17 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 6GHz.	80
Figura 4.18 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 7GHz.	81
Figura 4.19 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 8GHz.	81
Figura 4.20 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 9GHz.	82
Figura 4.21 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 10GHz.	82
Figura 4.22 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 11GHz.	83
Figura 4.23 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 12GHz.	83
Figura 4.24 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 13GHz.	84
Figura 4.25 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 14GHz.	85
Figura 4.26 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 15GHz.	85
Figura 4.27 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 16GHz.	86



Figura 4.28 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 17GHz.	86
Figura 4.29 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 18GHz.	87
Figura 4.30 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 19GHz.	87
Figura 4.31 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 20GHz.	88
Figura 4.32 Diagrama eléctrico equivalente del filtro tipo EBG híbrido propuesto.	89
Figura 4.33 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 0.5GHz.	90
Figura 4.34 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 1GHz.	91
Figura 4.35 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 2GHz.	92
Figura 4.36 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 3GHz.	93
Figura 4.37 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 4GHz.	94
Figura 4.38 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 5GHz.	95
Figura 4.39 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 6GHz.	96
Figura 4.40 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 7GHz.	97
Figura 4.41 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 8GHz.	97
Figura 4.42 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 9GHz.	98



Figura 4.43 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 10GHz.	98
Figura 4.44 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 11GHz.	99
Figura 4.45 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 12GHz.	99
Figura 4.46 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 13GHz.	100
Figura 4.47 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 14GHz.	100
Figura 4.48 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 15GHz.	101
Figura 4.49 Diagrama del circuito equivalente del filtro tipo EBG sin acoplamiento de impedancia en la fuente y a la salida del circuito.	104
Figura 4.50 Patrón de ojo afectado por desacople de impedancia en la entrada y en la salida del circuito equivalente del filtro tipo EBG.	105
Figura 4.51 Diagrama del circuito equivalente del filtro tipo EBG sin acoplamiento de impedancia en la salida del circuito. Fuente propia	106
Figura 4.52 Patrón de ojo afectado por desacople de impedancia en la salida del circuito equivalente del filtro tipo EBG.	106
Figura 4.53 Diagrama del circuito equivalente del filtro tipo EBG sin acoplamiento de impedancia en la entrada del circuito.	107
Figura 4.54 Patrón de ojo afectado por desacople de impedancia en la entrada del circuito equivalente del filtro tipo EBG.	108



LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1	Ancho de banda vs componente de DC en los códigos NRZ	18
Tabla 3.1	Valores correspondientes a los elementos del circuito eléctrico equivalente propuesto en [2].	49
Tabla 3.2	Valores de los resistores del circuito equivalente dependiendo de la frecuencia [2].	50
Tabla 4.1	Parámetros de la fuente digital de excitación.	63
Tabla 4.2	Parámetros requeridos para una simulación de transitorios.	68
Tabla 4.3	Parámetros correspondientes al sustrato empleado.	69
Tabla 4.4	Parámetros correspondientes a la fuente de alimentación.	70
Tabla 4.5	Parámetros de la ecuación de un diagrama de ojo	71
Tabla 4.6	Resultados obtenidos de las simulaciones para el circuito eléctrico equivalente del filtro EBG híbrido propuesto.	102



ABREVIATURAS

EMI. Electromagnetic Interference: Interferencia Electromagnética.

SSN. Simultaneous Switching Noise: Ruido de Conmutación Simultanea.

EBG. Electromagnetic Band Gap.: Banda electromagnéticamente prohibida.

PBG. Photonic Band Gap. : Banda fotónica prohibida.

DGS. Defected Ground Structures. : Estructuras con defectos en plano de tierra.

NRZ. No return to Zero: Sin retorno a cero.

RZ. Return to Zero: Retorno a cero.

ISI. Intersymbol Interference: Interferencia entre símbolos.

BER. Bit Error Rate: Tasa de error de bit.

R. Resistencia total.

L. Inductancia total.

G. Conductancia en paralelo.

C. Capacidad en paralelo.

Z_0 . Impedancia característica.

l. Inductancia.

c. Capacitancia.

V_0 . Propagación de la luz.



ϵ_{eff} . Permitividad efectiva de la microcinta.

ϵ_r . Permitividad relativa.

h, t . Espesor del sustrato.

W . Ancho de la línea de la microcinta.

V_p Velocidad de propagación.

r_{dc} . Resistencia que se presenta ante señales de D.C

σ . Conductividad del cobre.

δ . Profundidad de penetración.

r_m . Resistencia en la microcinta.

α_{diel} . Pérdidas debido al dieléctrico.

f_{max} . Frecuencia máxima.

PRBS. Pseudo random binary sequence: Secuencia binaria pseudo aleatoria.

LFSR. Linea feedback shift register: Retroalimentación lineal de un registro de desplazamiento.



INTRODUCCIÓN

El desarrollo de la tecnología moderna digital ha llevado a que cada vez existan dispositivos digitales con velocidades de trabajo cada vez más altas. Las frecuencias de reloj han incrementado y los tiempos de subida de las señales han decrecido, para muchos productos electrónicos, los efectos de integridad de la señal empiezan a ser importantes a frecuencias de reloj por encima de 100 MHz o tiempos de subida más cortos que un 1ns, lo cual trae como consecuencia, la generación de señales armónicas indeseables las cuales se propagan a todo el sistema digital a través de sus conexiones físicas que comparten, una de ellas y la más importante es la de la fuente de alimentación.

Sabemos que uno de los problemas más comunes en un sistema digital es el ruido generado por los armónicos impares, los cuales son los que tienen una amplitud mayor en una señal digital, cuando ésta se descompone en el dominio de la frecuencia. Estos armónicos y sus niveles de potencia, en una línea de transmisión, pueden radiarse ya que dicha línea actúa como una antena, no intencional, a una cierta longitud de onda, la cual puede coincidir con éstos mismos, por estos motivos es necesario desarrollar propuestas de solución que eviten o reduzcan estos problemas en aplicaciones de diseños digitales de alta velocidad.



OBJETIVO

Estudiar el comportamiento del circuito eléctrico equivalente de un filtro tipo EBG híbrido hecho con ocho parches y cuatro capacitores de tecnología de montaje superficial, cuando es excitado con señales digitales de alta velocidad.

JUSTIFICACIÓN

Debido a que en la actualidad los sistemas digitales cambian de estado muy rápidamente, es necesario diseñar y emplear filtros rechaza banda para poder atenuar señales indeseadas que se puedan presentar en nuestro sistema. Los filtros utilizados se diseñan como si se fuesen a aplicar en sistemas de microondas, imprimiendo diversos tipos de geometrías en el cobre de alguna de las capas conductoras de las tarjetas de circuito impreso, para aprovechar los efectos parásitos capacitivos e inductivos que se pueden obtener con las mismas. Debido a que durante el proceso de diseño y caracterización de los filtros, se lleva a cabo con señales de excitación de radiofrecuencia, es necesario realizar procesos de simulación y medición de la respuesta de este tipo de dispositivos, cuando son excitados con señales digitales aleatorias con tiempos de conmutación cortos, por ésta razón en este trabajo de tesis se presenta el estudio de la respuesta de un filtro tipo EBG híbrido, cuando se excita con éste tipo de señales.



ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO DE TESIS

La organización de este trabajo de tesis es de la siguiente manera: En el primer capítulo se hace mención del ruido en los sistemas digitales, así como cual es su fuente de origen y como son afectados estos sistemas, se describe el ruido de conmutación simultánea y como se presenta en distintos dispositivos digitales, al final del capítulo se muestran las distintas técnicas utilizadas para disminuir el problema de ruido, siendo este trabajo enfatizado a las estructuras de alta impedancia con capacitores de montaje superficial.

En el capítulo 2, se explica detalladamente el concepto de integridad de la señal, su importancia y los diferentes problemas de ruido que hace que una señal digital no tenga buena integridad. En éste capítulo también se da una breve explicación de los códigos de línea que sirven para poder representar la señal digital así como para analizar transmisión de datos a través de líneas de transmisión enfocándose más a los códigos del tipo NRZ y RZ que son los que nos permiten observar el comportamiento del filtro propuesto mediante un diagrama de ojo. Finalmente se explica a detalle en qué consiste un patrón de ojo, como es formado, así como todas sus propiedades.

En el capítulo 3, aquí se explican las estructuras tipo EBG (Electromagnetic Band Gap), en qué consiste su principio de funcionamiento así como su respuesta en frecuencia, la cual corresponde a un filtro tipo rechaza banda. Después de explicar esta parte detalladamente, se muestran las características físicas del filtro propuesto en una tesis previa, el programa de simulación comercial que se utilizó para su diseño y así mismo como sus dimensiones reales, se menciona con que software comercial se realizaron las simulaciones para el estudio de este, utilizando en el software el circuito



eléctrico equivalente del filtro, que también es mostrado en este capítulo. Finalmente se da a conocer la respuesta en frecuencia del filtro EBG híbrido, la cual se obtuvo del trabajo de tesis del Ingeniero Hazael Alejandro Mendoza Téllez “Desarrollo de un filtro EBG híbrido de tamaño pequeño para reducir ruido de conmutación simultánea”.

En el capítulo 4, se comienza por explicar la obtención del diagrama eléctrico equivalente de la línea de la microcinta, se muestran las ecuaciones con las cuales se permitieron realizar los cálculos de los parámetros del circuito correspondientes a r_{lgc} , se empiezan a dar especificaciones para la simulación del circuito equivalente de la línea de microcinta, se explica a detalle el tipo de fuente de alimentación que se utilizó para la simulación del diagrama equivalente de la línea de excitación, así como el tipo de datos que le son inyectados y así observar su comportamiento en el patrón de ojo, se muestran gráficas obtenidas sobre la línea de alimentación de la microcinta variando su frecuencia de operación.

En la segunda parte del capítulo 4, se muestra el diagrama equivalente del filtro tipo EBG híbrido y con él sus respuestas que son observadas en los diagramas de ojo, en ellos también se varió la frecuencia de igual manera que en la línea de excitación de la microcinta.

En éste capítulo mediante el circuito eléctrico equivalente obtenido de una tesis de maestría [2], se realizaron las simulaciones correspondientes inyectando señales digitales de alta frecuencia, obteniendo respuestas a través de la herramienta Diagrama de ojo, para observar con detalle el comportamiento del filtro EBG híbrido propuesto, resolviendo la duda si este filtro EBG funcionaría de igual manera como se hizo anteriormente con señales analógicas.



CAPÍTULO 1. RUIDO EN LOS SISTEMAS DIGITALES

Los rápidos y continuos avances en el desarrollo de los circuitos electrónicos se han traducido en nuevos desafíos para el diseño de paquetes de interconexión. El número de dispositivos que han sido introducidos en un solo circuito se incrementa dramáticamente, mientras que los dispositivos son cada vez más sensibles al ruido fuente-tierra. Los circuitos electrónicos trabajan con señales eléctricas, que son por sí mismas, señales electromagnéticas. Por ello, éstos son sensibles a cualquier señal electromagnética y, al recibir señales externas, son perturbados por ellas, por lo tanto se ven afectados por interferencias que pueden alterar su buen funcionamiento, causando errores en su operación. Además, los propios circuitos producen señales electromagnéticas para poder funcionar, las cuales muchas veces se convierten en generadores de interferencias que les afectan a ellos mismos y/o al resto de los circuitos de su entorno, por esta razón en este primer capítulo se explican las fuentes principales de ruido que afectan a un circuito y a su entorno, así como también el concepto de ruido de conmutación simultánea, el cual se presenta en los diseños digitales, y las técnicas que se utilizan para reducirlo dependiendo del intervalo de frecuencia de su aparición.

1.1 Fuentes de ruido

En general, debe tenerse en cuenta que cualquier equipo o circuito eléctrico o electrónico es una fuente potencial de interferencias electromagnéticas (EMI). Parte de las señales parásitas son producidas por los propios circuitos y afectan a ellos mismos (EMI intraequipo), y también al resto de los circuitos de su entorno (EMI interequipos).



A continuación, se dan a conocer algunas de las principales fuentes de interferencias; se citan tanto elementos ruidosos como situaciones que llevan a la aparición de problemas de EMI.

Existen interferencias generadas por el propio circuito eléctrico, este ruido ocurre por variaciones de intensidad de corriente (di/dt), por carga y descarga de capacitores, conmutaciones, acoplamiento por impedancia compartida por varias etapas, resonancias y oscilaciones asociadas a ellas (circuitos LC), y el acoplo capacitivo entre pistas.

El ruido radiado por los circuitos se debe a circuitos de reloj (osciladores), señales de sincronización, emisiones de señales de altas frecuencias debidas a acoplamientos electromagnéticos, es decir por acoplo inductivo entre bucles, y a la existencia de componentes magnéticos como transformadores o bobinas y contactos mecánicos tales como multicontactos o relés (relevadores).

Hay interferencias procedentes del entorno ya sea por variaciones bruscas de consumo de energía, por transferencia de altas frecuencia, perturbaciones en la red, desconexión o conexión de cargas o bien perturbaciones recogidas por las líneas de entrada y salida.

Si deseamos que un circuito electrónico trabaje como se debe, tenemos que tratar de eliminar las fuentes de ruido, en los sistemas digitales el ruido de conmutación simultanea es uno de los más importantes, pues afecta en demasía la señal, por eso mismo en seguida se describe este problema y como poder reducirlo.



1.2 Ruido de conmutación simultánea

Cuando varios dispositivos digitales conmutan al mismo tiempo, se induce una caída de tensión en la pista de distribución de energía. La conmutación simultánea momentáneamente eleva el voltaje de tierra, dentro del dispositivo en relación con la tierra del sistema. Este aparente cambio en el potencial de tierra, a un valor distinto de cero, se conoce como ruido de conmutación simultánea (SSN por sus siglas en inglés de Simultaneous Switching Noise), rebote de tierra (Ground Bounce) o ruido Delta I.

Este ruido se puede observar en las terminales de salida, mostrando una gran variación de voltaje, el cual se debe a la incontrolada inductancia parásita entre los circuitos y la tarjeta. Este ruido puede propagarse de forma efectiva a través de las interconexiones compartidas del circuito a los conductores pasivos vecinos, y puede aumentar debido a las reflexiones locales para llevar a cabo cambios sustanciales del nivel de entrada, que a su vez pueden ocasionar pérdida de datos almacenados, por lo que es una de las principales preocupaciones en los sistemas digitales de alta velocidad con altas frecuencias de reloj y bajos niveles de tensión.

El ruido de conmutación simultánea, puede hacer que los circuitos lógicos causen cambios de estado falsos, si estos no son controlados junto con los problemas de integridad de señal, tienen significantes impactos de desempeño en sistemas con altas velocidades de conmutación. Este tipo de ruido puede también causar problemas en los tiempos y calidad de la señal. Los efectos del ruido de conmutación simultánea, dependen de la red de interconexiones entre los diferentes dispositivos, como conductores y receptores, incluyendo la señal, rutas de alimentación, tierra y otros factores parásitos [1].

Los modos de resonancia entre la alimentación y el plano de tierra excitados por el SSN, causa un problema significativo en la integridad de la señal y, en problemas de interferencia electromagnética en los circuitos de alta

velocidad. Por lo tanto la reducción de éste ruido es esencial en un diseño electrónico.

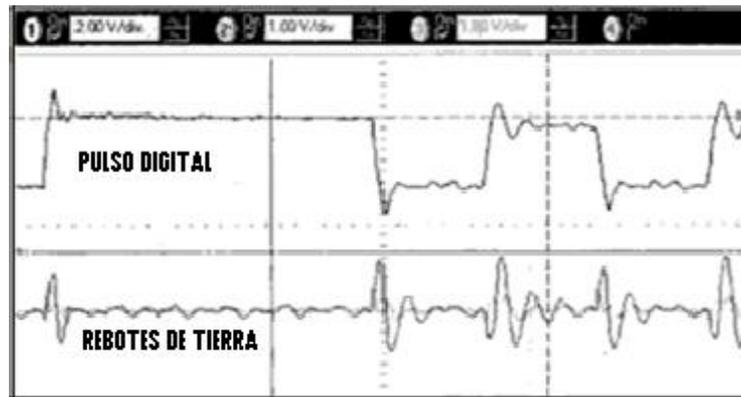


Figura 1.1 Parte superior: Señal Digital. Parte inferior: Ruido de Conmutación Simultánea o Rebote de tierra.

En la *figura 1.1* se muestra en la parte superior el voltaje medido en una línea activa en un bus multilínea y en la forma de onda inferior se muestra el ruido medido en la tierra del sistema donde se observa el ruido de conmutación debido a la inductancia mutua que se presenta entre las redes activas y pasivas.

Otro efecto a considerar, a parte de la velocidad de conmutación, es la inductancia que se presenta en los circuitos integrados, generada por los bucles formados debidos a las interconexiones de los mismos, su representación grafica se encuentra en la *figura 1.2*, si se suman estos dos efectos se tiene una fuente con un contenido considerable de ruido.

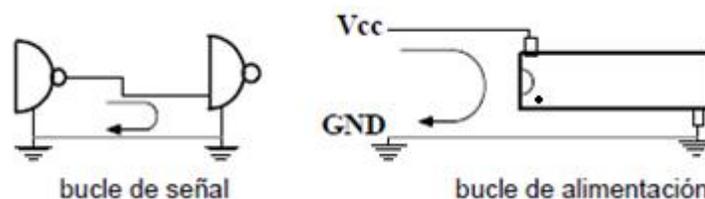


Figura 1.2 Bucles formados entre un dispositivo digital y las pistas de alimentación. Imagen extraída [1]



La existencia de muchas conexiones al plano de retorno de la señal (comúnmente conocido como tierra), dan lugar a bucles o lazos de corriente que pueden recibir o emitir señales interferentes.

1.3 Técnicas utilizadas para reducir el ruido de conmutación simultánea

Para resolver la problemática expuesta anteriormente, se han utilizado diferentes técnicas las cuales, dependiendo del intervalo de frecuencia a la cual se presentan los problemas, incluyen:

- Utilizar capacitores de desacoplamiento
- Vía **Stitching** (conexión entre pistas) sugiere realizar interconexiones entre diferentes capas conductoras en una tarjeta de circuito multicapa, como lo es en las tarjetas madre de computadoras.
- Utilizar la propia capacitancia que se forma entre la pista superior y la inferior de una tarjeta de circuito impreso de doble cara (microcinta) y/o multicapa.
- Utilizar filtros hechos en estructuras tipo EBG (**Electromagnetic Band Gap**), en español, banda electromagnéticamente prohibida.

A continuación en las siguientes secciones se dará una breve explicación de cada una de éstas técnicas.

1.3.1 Capacitores de desacoplo sobre la tensión de alimentación

Los condensadores de desacoplo como se aprecia en la *figura 1.3* se conectan en paralelo entre las líneas de alimentación ($V_{cc} - 0\text{ V}$) para formar filtros pasa-baja que reducen fuertemente la posibilidad de que la tensión de alimentación sea afectada por perturbaciones de alta frecuencia.

Se utiliza un condensador de desacoplo (del orden de unas cuantas décadas de nF), para cada circuito integrado, situado lo más cerca posible de los terminales de alimentación del mismo.

Los condensadores de desacoplo no deben ser electrolíticos ya que éstos son deficientes a altas frecuencias (los de aluminio, por encima de los 25KHz y los de Tántalo para los 100KHz) por presentar un efecto inductivo en serie; deben utilizarse condensadores cerámicos o de poliéster (no de mylar) [1].

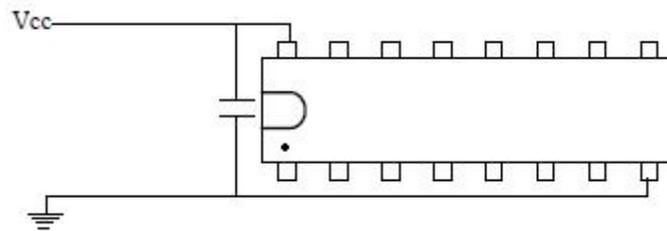


Figura 1.3 Ubicación de un Condensador de desacoplo en un circuito integrado. Imagen extraída [1]

Los capacitores de desacoplo suministran los rápidos picos de corriente que el circuito integrado requiere en las conmutaciones, evitando que tales variaciones de intensidad actúen sobre la autoinducción que presentan las líneas de alimentación y se reflejen en perturbaciones de la tensión de alimentación, éste dispositivo divide en dos el bucle que conforman las líneas de alimentación (ya que el condensador actúa como cortocircuito para frecuencias altas), y consigue que el bucle de alimentación en la parte del circuito integrado sea de área mínima (por hallarse el condensador muy próximo a los terminales del circuito integrado). [2]

1.3.2 Capacitores de desacoplamiento SMT (Surface Mount Technology)

Para reducir las inductancias parasitas producidas por los capacitores de desacoplamiento se ha propuesto la utilización de capacitores de montaje superficial (SMT Surface Mount Technology), colocándolos lo más próximo posible a los dispositivos de conmutación, el empleo de esta tecnología sirve para mejorar el ancho de banda efectivo de los capacitores de desacoplamiento. Una de las formas para disminuir estas indeseables inductancias parásitas, es la colocación de algunos capacitores SMT en paralelo, para así poder reducir el ruido de conmutación simultánea [1].

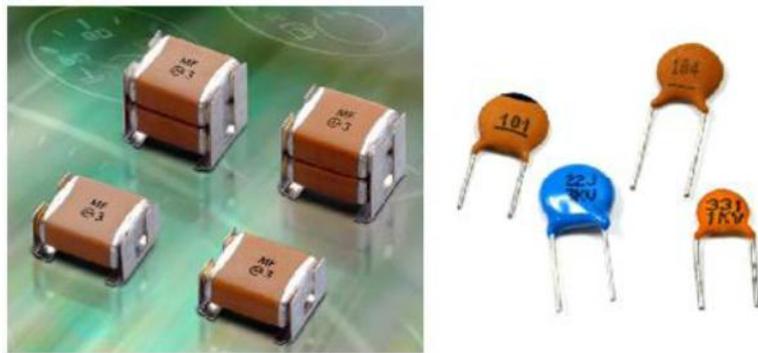


Figura 1.4 Capacitores SMT y capacitores cerámicos

1.3.3 Interconexión entre pistas (Vía Stitching)

Algunos circuitos impresos tienen capas con pistas en el interior de este y son llamados circuitos impresos multicapa. Actualmente, los circuitos impresos multicapa se encuentran en casi todos los segmentos, tales como telecomunicaciones, electrónica de consumo, etc. Una placa multicapa puede tener de 4 a 48 capas, o incluso más, dependiendo de las funciones y tecnología requeridas.

Existe una técnica llamada vía stitching (interconexión entre pistas), el cual es el procedimiento más comúnmente utilizado para poder reducir los niveles de emisiones conducidas debidas al ruido de conmutación simultánea. Este método consiste en interconectar pistas entre diferentes capas en tarjetas de circuito impreso multicapa, como se puede ver en la *figura 1.5* existe una conexión entre pistas de fuente y tierra, estos planos se conectan en un mismo punto para poder suministrar tensión eléctrica a los dispositivos reduciendo los bucles de corriente y con ello poder reducir el ruido de conmutación simultánea.

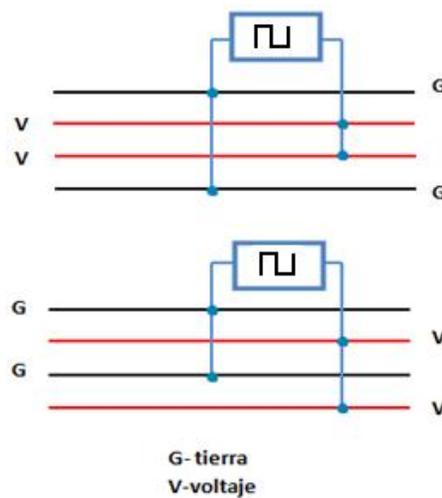


Figura 1.5 Técnica de conexión entre pistas (vía stitching). Imagen extraída de [3]

Además de los métodos mencionados, también existen otros más como son: la utilización de capacitancia propia del circuito impreso para desacoplar el ruido de las líneas de alimentación, o el uso de terminaciones resistivas en los perfiles del circuito impreso para tratar de absorber parte de la energía que se produce debido al ruido de conmutación simultánea.

El intervalo de operación de las técnicas mencionadas se puede observar en la *figura 1.6*.

Para poder analizar de mejor manera el impacto del ruido en una señal digital, en este trabajo de tesis, se presenta la técnica del diagrama de ojo ó patrón de ojo, la cual se aborda en el siguiente capítulo, de igual manera se muestra el tipo de datos que permiten la visualización de dicho diagrama, así como sus propiedades.



Figura 1.6 Técnicas utilizadas para reducir el Ruido de Conmutación Simultánea dependiendo del intervalo de frecuencia. Imagen extraída de [3].



CAPÍTULO 2. INTEGRIDAD DE LA SEÑAL

En tiempos atrás las frecuencias de reloj de los diseños digitales no sobrepasaban los 10MHz, sus tiempos de subida y bajada no eran tan cortos por lo tanto, las propiedades eléctricas de las interconexiones no eran tan importantes ya que a esta frecuencia no afectaban el desempeño del sistema, sin embargo, actualmente las frecuencias de reloj han incrementado, y los tiempos de subida de las señales han decrecido, en la mayoría de sistemas electrónicos, los efectos de integridad de la señal comienzan a ser notorios a frecuencias de reloj por encima de 100MHz con tiempos de subida más cortos que un 1ns. Lo cual significa que las interconexiones ya son importantes, y si no tenemos cuidado uno o más problemas de integridad de señal pueden surgir. En este capítulo se define lo que es la integridad de la señal, se explican los diferentes tipos de códigos de línea, que se utilizan para ayudar a determinar la calidad de una señal digital, así como sus ventajas y desventajas. También se explica la técnica del diagrama de ojo y las características importantes que podemos obtener de ella, las cuales nos sirven, en este trabajo de tesis, para determinar la eficacia del filtro supresor de banda.

2.1 Integridad de la señal

Integridad de señal se refiere, en su sentido más amplio, a la calidad de una señal que asegure su apropiada operación a todos los niveles en el diseño de sistemas electrónicos que puede ser desde un circuito integrado y su empaque, hasta el diseño de su circuito impreso, donde las propiedades eléctricas de las interconexiones interactúan con las formas de onda de

voltaje y corriente de la señal y pueden afectar su rendimiento debido a las deformaciones que presente la forma de onda.

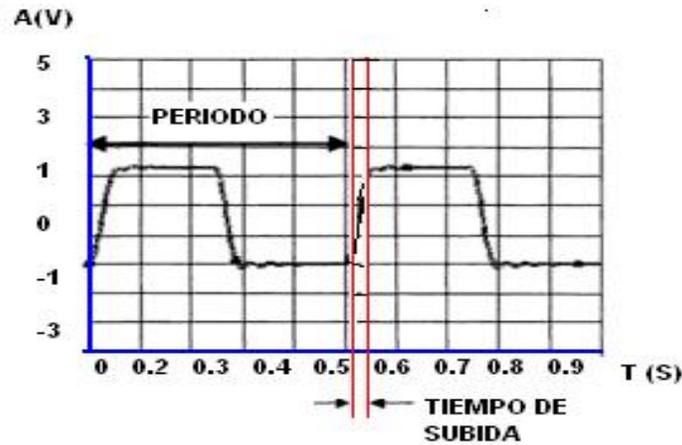


Figura 2.1 Señal digital íntegra (sin defectos pronunciados en su forma de onda). Fuente propia.

La integridad de la señal implica la distribución de señales digitales y analógicas, de una parte de un circuito a otra, de manera que la información contenida sea transportada de forma determinística y fiable. Las velocidades de conmutación que se usan actualmente en los diseños digitales modernos crean más problemas de integridad. Todos estos problemas caen en una de las siguientes categorías:

- Tiempo
- Ruido
- Interferencias electromagnéticas

Existen varios problemas de ruido en la integridad de la señal, tal como el rebote de tierra, reflexiones, ruido de conmutación, rebote de energía y carga capacitiva. Todas estas relacionan las propiedades eléctricas de las interconexiones y cómo las propiedades eléctricas afectan las formas de



onda de señales digitales. Todos los efectos mencionados, relacionados con los problemas de integridad de la señal se relacionan con las siguientes cuatro familias de fuentes de ruido:

- **Calidad de la señal de una red:** reflexiones y distorsiones de las discontinuidades de impedancia en la señal o en el retorno.
- **Diafonía entre dos o más redes:** capacitancia mutua o inductancia mutua con vías de retorno ideales y no ideales.
- **Colapso de pista en la distribución de alimentación y de tierra:** caída de voltaje a través de impedancia en la red fuente-tierra.
- **Interferencias electromagnéticas y radiación de todo el sistema:** interferencia electromagnética de un componente o un sistema ya sea en forma conducida (a través de cables de interconexión), o radiadas a través del medio ambiente.

Estos problemas desempeñan un papel en todas las interconexiones. Los principios y los efectos son los mismos. La única diferencia en cada estructura física es el tamaño específico, sus características geométricas y las propiedades del material.

2.1.1 Generalidades importantes de la integridad de señal

Estas generalizaciones pueden ser claras viendo los problemas de integridad de señal mencionados anteriormente.

Primero, cada una de las cuatro familias de problemas empeora a medida que decremantan los tiempos de subida (velocidades mayores). Todos los problemas de integridad de señal, tienen que ver con la rapidez de cambio



de la corriente o el voltaje. Esto se refiere a menudo con dI/dt o dV/dt . Cortos tiempos de subida significan mayores dI/dt y dV/dt .

Es inevitable que al disminuir los tiempos de subida, los problemas de ruido incrementen y sean más difíciles de solucionar. Y como consecuencia en las tendencias generales de la industria, los tiempos de subida encontrados en todos los productos electrónicos continuaran disminuyendo, esto significa que lo que no causo problema en un diseño puede causar fallas en el siguiente diseño de nueva generación al poner en operación tiempos de subida más cortos.

Otra generalización importante es que las soluciones efectivas a los problemas de integridad de la señal se basan en gran medida de la comprensión de la impedancia y puede relacionarse con el diseño físico de las interconexiones con su impedancia, muchos problemas de integridad de la señal, pueden ser eliminados durante el proceso de diseño.

Para poder ver la calidad de una señal y así verificar que existe integridad en la misma, se utiliza la técnica de diagrama de ojo la cual hace uso fuentes de pulsos rápidos con características aleatorias. A continuación se explicaran los códigos de línea, los cuales son comúnmente utilizados en el análisis de calidad de una señal digital.

2.2 Códigos de línea

La codificación de línea, consiste en representar la señal digital para ser transportada, por una señal de amplitud y tiempo discreto, que está óptimamente sintonizada para las propiedades específicas del canal físico (y de los equipos receptores). El patrón de forma de onda de voltaje o corriente utilizado para representar el 1 y 0 de una señal digital en un enlace de transmisiones llamado codificación de línea.



En los sistemas de comunicaciones, hay diferentes datos en formas de onda digital en uso, estos incluyen variaciones en unipolar, bipolar, **NRZ** (Non Return to Zero) y **RZ** (Return to Zero).

En telecomunicaciones por medio de fibra óptica, los datos más comúnmente utilizados son en forma de onda NRZ, la mayoría de los datos transmitidos por fibra óptica a 10Gb/s y a menores tasas han sido usando el formato NRZ. La codificación de línea es usada comúnmente en las redes de comunicación informática en distancias cortas. [4]

Los investigadores han encontrado grandes problemas al utilizar el formato NRZ en fibra óptica a 40Gb/s, por lo que para su análisis a estas tasas de transferencia se utiliza el formato RZ.

Cada uno de los diversos formatos de línea tiene ventajas y desventajas en particular. No es posible seleccionar una que satisfaga todas las necesidades. El formato puede ser seleccionado para satisfacer uno u otro de los siguientes criterios:

Sincronización: Contenido suficiente de señal de reloj que permite identificar el tiempo correspondiente a un bit.

Capacidad de detección de errores: La definición de código, incluye el poder de detectar un error, y en ocasiones poder corregirlo.

Inmunidad al ruido: Capacidad para poder detectar previamente el valor de la señal con presencia de ruido para así poder tener una baja probabilidad de error.

Espectro: Igualación entre el espectro de frecuencias de la señal y la respuesta en frecuencia de la línea de transmisión.



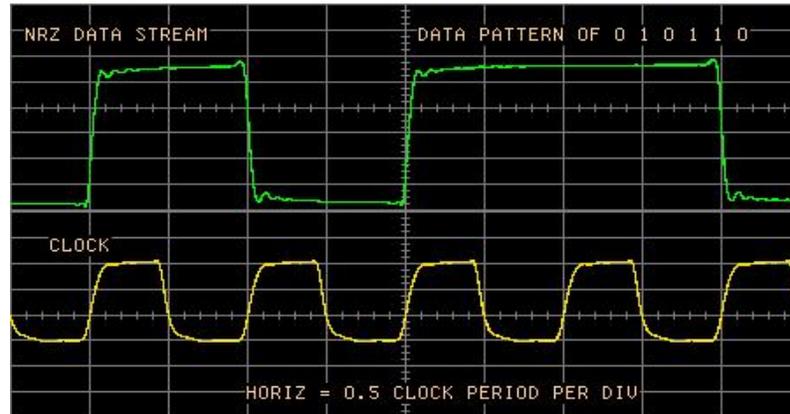
Ancho de banda: Contenido suficiente de la señal de reloj, que permite identificar el tiempo correspondiente a cada bit.

Transparencia: Independencia de las características del código en relación a la secuencia de “1” y “0” que se transmitan.

2.2.1 NRZ (Non Return to Zero)

La forma más común de una señal digital es el NRZ (Non Return to Zero). Podemos observar en la *figura 2.2* un típico dato NRZ, donde la lógica “1” es definida como un estado de voltaje alto, mientras que un “0” lógico es definido como un estado de voltaje bajo. Regularmente hay también una señal de reloj asociada con la lógica del circuito. En la misma figura se observa en la parte inferior la señal de reloj, y en la superior una cadena NRZ.

Esta lógica dice que cuando ocurra un estado lógico “0”, la señal se mantiene firme en su base hasta que se mande un “1” lógico, durando la transición de cada bit un periodo de reloj, sin embargo, si no hay cambio de estado lógico, entonces no existe transición de pulso, es decir, hay un “no retorno a cero”, o bien se mantiene constante hasta que ocurra un cambio de estado, si una cadena de “1” o “0” se transmite, no hay transiciones. En estas situaciones, sin transiciones, una señal NRZ parece tener una componente de DC por naturaleza, pero un ancho de banda relativamente estrecho.



*Figura 2.2 Superior Señal NRZ Inferior: señal de reloj.
Imagen extraída de [4]*

2.2.1.1 Bipolar NRZ

EL bipolar NRZ opera usando una fuente de voltaje bipolar. Los códigos de NRZ normalmente usados son unipolares y se caracterizan por mantener constantes el valor de la señal en la línea, durante todo el intervalo de bit (T_b), tal como se indica en la *figura 2.3*. En esencia, un código NRZ es una simple onda cuadrada asignando un valor “1” binario y otro de amplitud a un “0” binario; por ello el intervalo del impulso más estrecho T coincide con T_b .

NRZ tiene un ancho de banda similar y cuestiones de balance en cuanto a la componente de DC como el NRZ unipolar. Según el criterio de codificación empleado obtenemos tres tipos diferentes:

- NRZ-L (non return to zero- level): Al símbolo “1” se le asigna un valor alto de señal y al “0” valor nulo, como se observa en la *figura 2.3-A*
- NRZ-M (non return to zero- Mark): Codificar un “1” es dar una transición al comienzo del intervalo de bit; el “0” no provoca transición, *figura 2.3-B*.

- NRZ-S (non return to zero- Space): Codificar un “0” es dar una transición al comienzo del intervalo de bit; el “1” no provoca transición, figura 2.3-C.

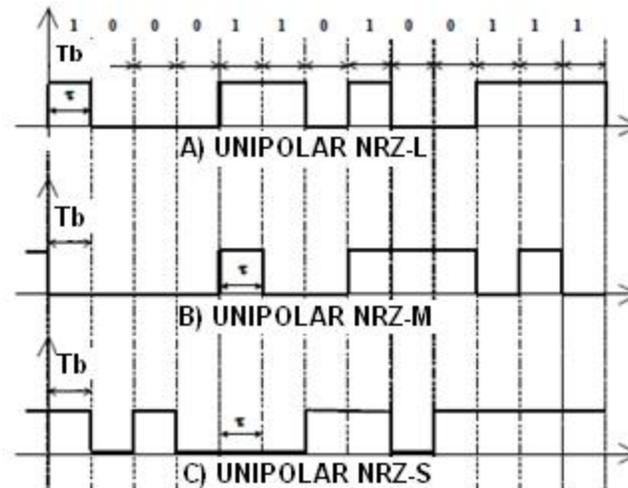


Figura 2.3 Tipos de código NRZ. Imagen extraída de [17]

2.2.1.2 Propiedades generales del grupo de códigos NRZ.

Los códigos NRZ tienen una componente continua muy significativa, en su espectro tiene un alto contenido de energía cercano a 0, el 95% de la potencia se encuentra en bajas frecuencias, pero su ancho de banda no es excesivo. [5]

- Tiene poca capacidad de sincronización: Pierden fácilmente el sincronismo en secuencias largas de “0” en el NRZ-M, de “1” en el NRZ-S y de “1” o de “0” en el NRZ-L.
- No tiene capacidad de detección de errores



- Los NRZ-M y NRZ-S son diferenciales por lo que presentan mayor inmunidad a ruidos e interferencias, puesto que es más fácil acertar en la detección de una transición en presencia de ruido aditivo que en la de un nivel (NRZ-L).
- Son sencillos y baratos

Tabla 2.1 Ancho de banda vs componente de DC en los códigos NRZ

CÓDIGO	ANCHO DE BANDA	VALOR DE DC
NRZ unipolar	bajo	Alta componente de DC
NRZ bipolar	Bajo	Sin componente de DC
NRZ diferencial	bajo	Pequeña o sin componente DC

2.2.2 RZ (Return to Zero)

En la *figura 2.4*, se muestra una secuencia de datos RZ en la parte superior y en la inferior un pulso de reloj, la definición de la lógica RZ es que mientras exista un estado lógico "1" entonces ocurre un pulso de medio periodo de reloj. En cambio, cuando está presente un estado lógico "0" no ocurre ningún pulso, y la señal se mantiene en la línea de base, obviamente debido a su naturaleza básica de pulso, una señal RZ tiene muchas más transiciones en comparación con el NRZ y menor contenido de DC.

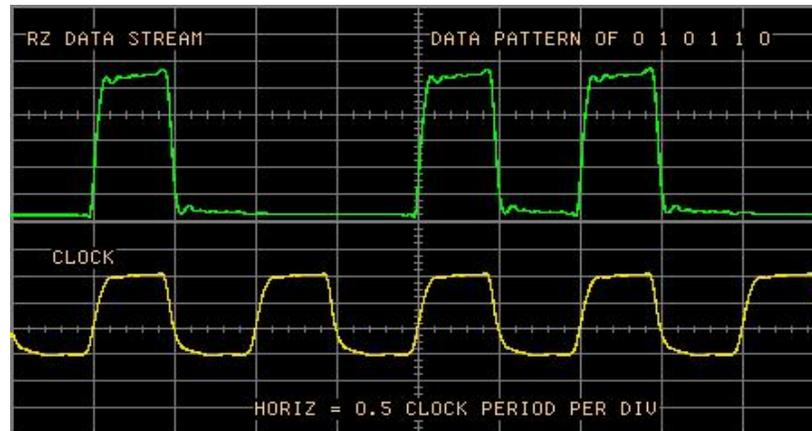


Figura 2.4 Superior: Señal RZ, Inferior: señal de reloj. Imagen extraída de [4]

2.2.3 Conversión de datos NRZ a RZ y viceversa.

La mayoría de los sistemas utilizan datos NRZ a velocidades de bits más bajas. Así que normalmente habrá una parte de una transmisión RZ que convierte NRZ a RZ y viceversa. Esta conversión RZ se produce a velocidades de bits muy altas en un sistema. En la *figura 2.5* se muestra la manera típica en como un dato NRZ es convertido a RZ. Para lograr ésto, se utiliza una compuerta AND de dos entradas, en donde en una de ellas es inyectada la señal NRZ, mientras que en la otra es introducida la señal de reloj, a su salida se obtendrá un dato RZ.

Por otro lado para llevar a cabo la conversión de RZ a NRZ, es utilizando un flip-flop tipo D. La señal RZ, se aplica a la entrada de datos "D", y la señal de reloj a la terminal "Clk", el tiempo de reloj debe ser retrasado y precisamente posicionado para estar centrado en el pulso de datos RZ, a la salida del flip-flop se obtiene la cadena de datos NRZ.

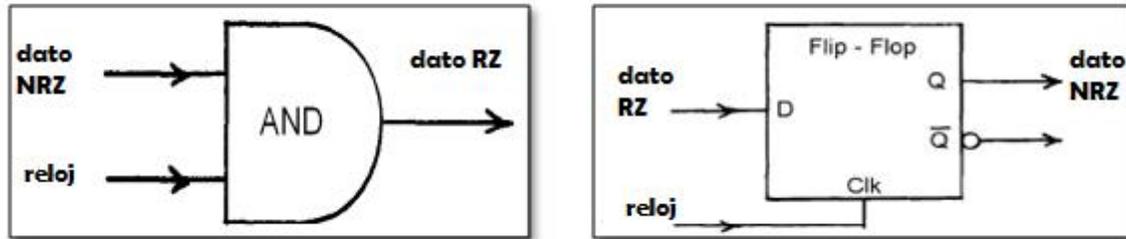


Figura 2.5 Conversión NRZ a RZ y RZ a NRZ. Fuente propia

2.3 Diagrama de ojo

El diagrama de ojo es una herramienta de gran utilidad para visualizar el comportamiento de la transmisión de señales digitales un sistema de comunicaciones, en particular, para determinar de forma específica el impacto de ciertos fenómenos indeseables como el ruido de conmutación, la interferencia entre símbolos o las fluctuaciones en la señal de reloj. El instrumento más utilizado para medidas en el dominio del tiempo es el osciloscopio, sin embargo es difícil para diseñar o caracterizar problemas de un sistema digital. Para los sistemas de datos en vez de utilizar un osciloscopio se utiliza un “diagrama de ojo”, el cual es una herramienta muy poderosa que puede entregar información confiable para su estudio, ya que utilizando el osciloscopio sería imposible o muy difícil de obtener. Por esta y muchas razones, cada día se utiliza más, sobre todo en las Telecomunicaciones, dónde se ha convertido en una herramienta de apoyo fundamental. En la *figura 2.6* se muestra cómo es que se forma el patrón de ojo, consiste en la superposición de las distintas combinaciones posibles de unos y ceros, en un intervalo de tiempo, siguiendo los disparos de una señal de reloj. En la *figura 2.6*, se tiene una secuencia de tres bits teniendo ocho combinaciones posibles, se observa que las cadenas consecutivas de tres unos y tres ceros no son tomadas en cuenta ya que quedan determinadas

implícitamente. Estas combinaciones hacen que sea posible obtener las características de los pulsos que son transmitidas por el medio de comunicación.

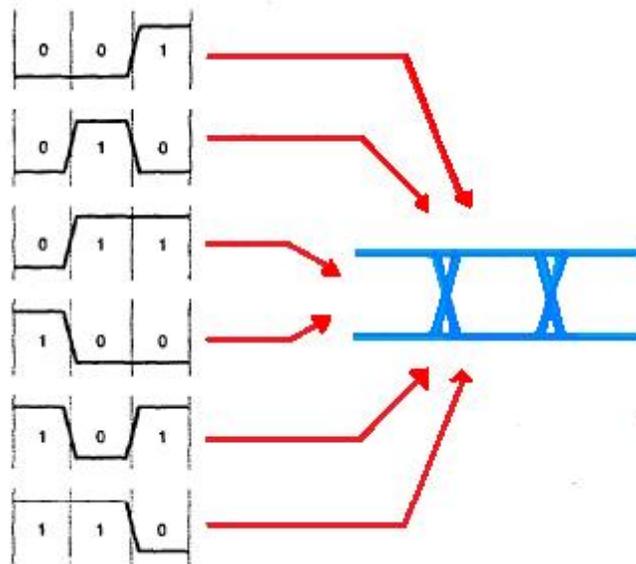


Figura 2.6 Secuencia para la formación de un diagrama de ojo. Fuente propia.

El diagrama de ojo o patrón de ojo, es un método que se utiliza para el análisis del comportamiento de los enlaces de transmisión. Este permite analizar las formas de onda de los pulsos que son transmitidas en un enlace de comunicaciones, para poder ver sus formas, desfases, niveles de ruido, potencias de las señales, la problemática del ruido o interferencia y los errores de sincronía, en el receptor.

Dentro de una señal existe lo que se llama interferencia entre símbolo (ISI), esta interferencia añade la potencia de una señal extraña en el momento exacto, cuando un receptor de una prueba de bits decide si un bit recibido debe ser tomado como un "1", o como un "0", esta distorsión también puede ser apreciada en un diagrama de ojo.

La interferencia entre símbolo (ISI, Inter-Symbol Interference), se manifiesta mediante ensanchamientos temporales, y el consecuente traslape de pulsos individuales hasta el punto de que el receptor puede no distinguir correctamente entre cambios de estado.

A partir de un cierto umbral, la ISI puede comprometer la integridad de los datos recibidos y puede ser medida mediante el diagrama de ojo. En la *figura 2.7* se puede observar un ejemplo de ISI.

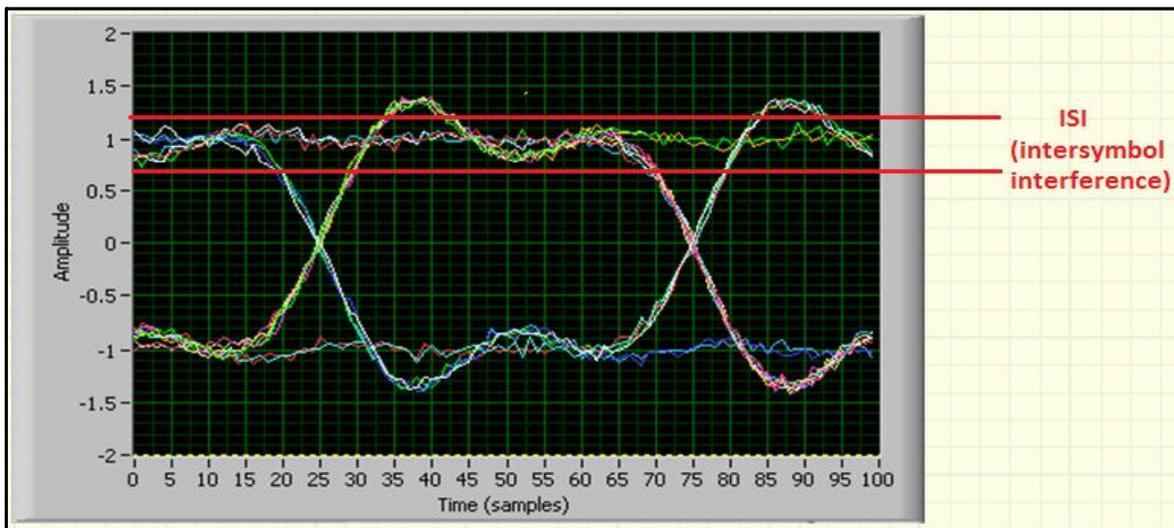


Figura 2.7 Efecto de la Interferencia Intersímbolo (ISI)

En la *figura 2.8*, se observa que en presencia de ISI, el diagrama tenderá a cerrarse verticalmente, eso sucede porque no se satisface el criterio de Nyquist. Para una transmisión sin errores o bien, en ausencia de ruido, el ojo debe mantener cierta apertura vertical como se puede apreciar en la parte (B) de la *figura 2.8*, o en caso contrario existirán señales de interferencia entre símbolos que provocarán errores. Por tanto, cuanto mayor sea la apertura vertical del ojo, mayor inmunidad frente al ruido. El instante óptimo

de muestreo será el punto de máxima apertura vertical del ojo, pero éste nunca puede ser logrado de forma precisa por un sistema práctico de recuperación de sincronismo. Por eso, la apertura horizontal del ojo *figura 2.8*, parte (A), es también importante desde el punto de vista práctico. Cuanto mayor sea la pendiente *figura 2.8*, parte (D), mayor sensibilidad tendrá el sistema a errores cometidos en la recuperación del sincronismo (errores en el cálculo del instante de muestreo).

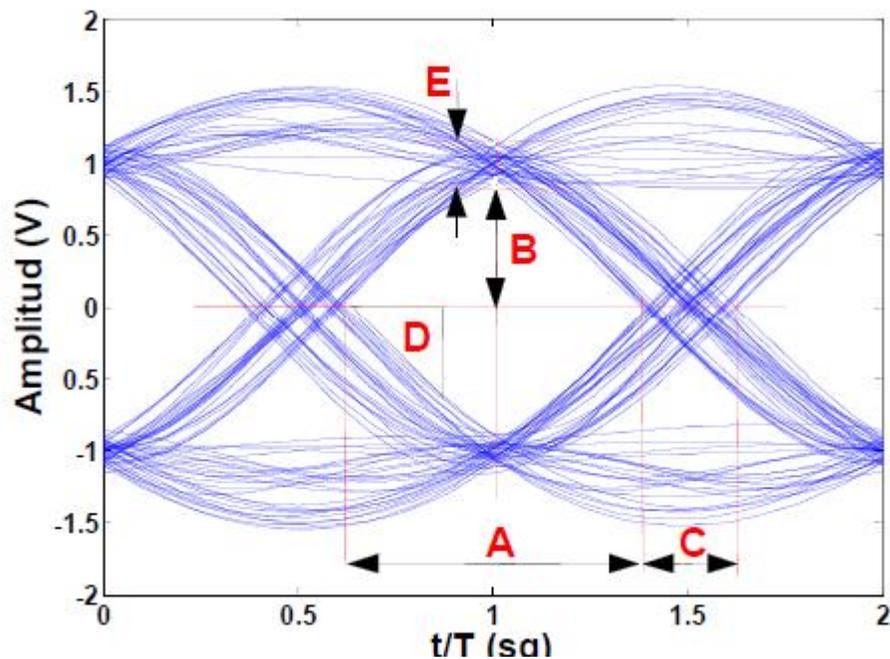


Figura 2.8 Diagrama de ojo. A. Intervalo de tiempo en el que se puede muestrear la señal. B. margen de ruido. C. distorsión de los cruces por cero. D. pendiente: sensibilidad a errores en el instante de muestreo/decisión. E. distorsión máxima.

Imagen extraída de [8]

- Las características combinadas del emisor
- Tiempos de Subida y Bajada
- Ciclo de Trabajo
- Jitter (bailoteo) y Ruido



- Distorsión del canal (ISI)
- Severidad del ruido o interferencia
- Errores de sincronismo del receptor
- Características de las señales

Este patrón de ojo también nos proporciona otras características, como margen de ruido, saltos temporales y sensibilidad del tiempo [6], en donde:

- Una apertura mayor indica una mayor tolerancia a ruido y jitter.
- Una apertura mayor indica mejor sensibilidad del receptor.
- Una gran anchura de la traza y las transiciones indica una degradación de la sensibilidad del receptor.
- La apertura del ojo se correlaciona con el Jitter y la tasa de error de bit (BER: Bit Error Rate)

La tasa de error de bits (BER), corresponde al número de bits recibidos de una cadena de datos bajo un canal de comunicación que han sido alterados debido a errores de sincronización, interferencia o distorsiones de bits.

Continuando con lo del diagrama de ojo, la apertura vertical del ojo es una buena medida de la inmunidad al ruido, puesto que da una idea de que amplitud de ruido sería necesaria para producir un error. Por lo que respecta a la apertura horizontal, ésta da una medida de la inmunidad a los errores en el instante elegido para muestrear la señal; en efecto, a medida que nos desviamos del instante óptimo de muestreo se reduce el margen necesario para que el ruido produzca errores, hasta el punto de que si muestreamos en instantes situados fuera del ojo, la probabilidad de error ya no será cero, incluso en ausencia de ruido.



2.3.1 Propiedades fundamentales del diagrama de ojo.

Nivel de 1 lógico: Corresponde a la medición del valor promedio del nivel de un uno lógico. Esto se debe a que la técnica métodos estadísticos en la construcción del patrón, es decir, se genera un histograma con los distintos valores del pulso y luego se considera una zona reducida del ancho del pulso, con lo que se logra obtener el promedio del nivel uno de dicho pulso.

Nivel de 0 lógico: Corresponde a la medida del valor medio del nivel cero lógico. Al igual que en el caso del nivel de uno, las técnicas de medición del nivel de cero son las mismas.

Cruce de amplitud: se refiere al nivel de voltaje en el cual se produce la apertura del ojo y su posterior cierre.

Cruce de tiempo: se refiere al tiempo en el que se produce la apertura del ojo y su posterior cierre.

Tiempo de subida y de bajada: Para obtenerlo, primero se ubican los niveles de cero y uno lógico, luego se obtiene el tiempo relacionado entre el 10% y 90% del valor máximo de amplitud del pulso (nivel de 1). El tiempo entre ambos intervalos es el que se conoce como tiempo de subida. De la misma forma se obtiene el tiempo de bajada, en el extremo de descenso del pulso.

Periodo de bit: período entre la apertura y cierre del ojo. Se obtiene a partir del cruce de amplitud y el cruce de tiempo.

Jitter: Corresponde básicamente a una desviación de fase respecto de la posición ideal en el tiempo de una señal digital, que se propaga en un canal de transmisión. Es un efecto completamente indeseable en cualquier sistema de comunicaciones porque introduce una serie de problemas al

canal, que de no ser tratado adecuadamente, puede degradar completamente la calidad y desempeño del enlace.

Intervalo unitario: tiempo entre dos transiciones de señal adyacentes.

Todos estos parámetros se observan en la *figura 2.9*. Las características a analizar son: el tiempo de subida, tiempo de bajada, sobretensión superior e inferior y el jitter, que están referidas a cuatro propiedades fundamentales del Ojo, el nivel de 0, nivel de 1, cruce de amplitud y cruce de tiempo.

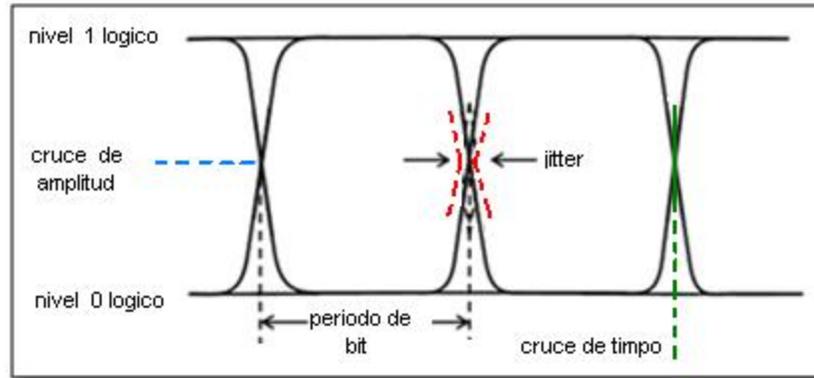


Figura 2.9 Parámetros del diagrama de ojo. Fuente propia

El patrón de ojo, mostrado en la *figura 2.10*, corresponde al obtenido en un enlace óptico ideal, es decir, con una tasa de transmisión baja, sin considerar pérdidas por atenuación, sin ningún tipo de ruido en el canal, sin considerar el desplazamiento de fase (jitter). Por ello en un medio ideal el diagrama de ojo se debiera observar de la siguiente manera.

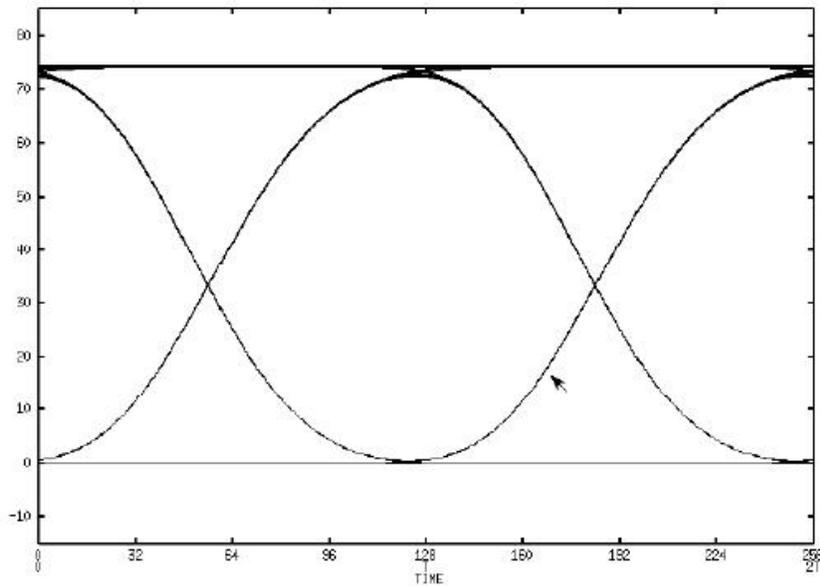


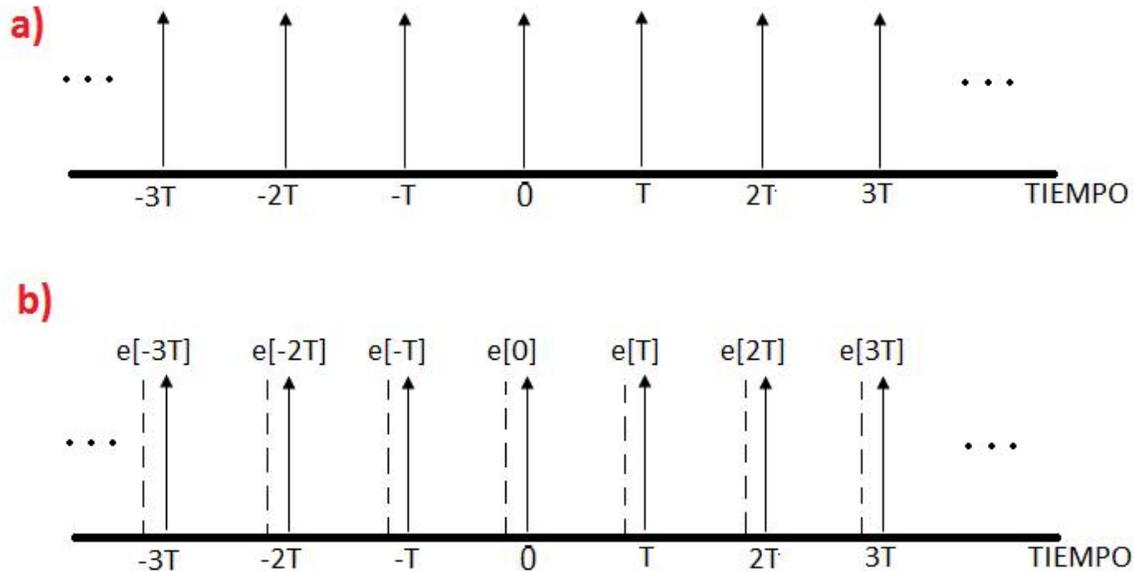
Figura 2.10 Diagrama de ojo ideal. Imagen extraída de [6]

Claramente se puede observar en la *figura 2.10*, en el patrón de ojo anterior, la perfecta forma de los pulsos transmitidos en el enlace de comunicación digital. Analizando la figura, se podrían obtener fácilmente los distintos parámetros del diagrama, como la tasa de transferencia, así como los tiempos de subida y de bajada. Además se pueden observar claramente los niveles de cero y uno, junto a sus respectivos cruces.

2.3.2 Jitter

En un sistema de transmisión digital ideal, los impulsos del tren de pulsos digitales llegarían en tiempos que son múltiplos enteros de la repetición de pulsos de período T , sin embargo en sistemas reales, los impulsos llegan en tiempos que difieren de los múltiplos enteros del período T . A esta indeseada posición de modulación de pulso en un tren de pulsos se le denomina

JITTER. En la *figura 2.11*, se muestra el efecto de jitter, mostrando en a) señal libre de jitter y en b) señal con jitter. [7]



*Figura 2.11 a) Impulsos espaciados por igual en el tiempo (señal libre de jitter).
b) Impulsos espaciados irregularmente en el tiempo (señal con jitter). Imagen extraída de [7]*

El Jitter es una gran preocupación para los ingenieros que desarrollan componentes de alta velocidad tales como transmisores, receptores y canales de datos. Los sistemas de comunicación seriales de alta velocidad requieren operar bajo márgenes muy ajustados; con la provisión de datos extremadamente veloces y baja probabilidad de errores.

En general se denomina jitter a un cambio indeseado y abrupto de la propiedad de una señal. Esto puede afectar tanto a la amplitud, como a la frecuencia y la situación de fase. El jitter es la primera consecuencia de un retraso de la señal y suele considerarse como una señal de ruido no deseada.

Este efecto es especial, ya que provoca que algunos paquetes lleguen demasiado pronto o tarde para poder ser entregados a tiempo. El efecto puede reducirse con un búfer de jitter, un búfer de datos, pero a costa de un tiempo de ejecución mayor. Si el jitter es demasiado grande, ya no puede asegurarse que las informaciones críticas de proceso lleguen a tiempo, por tanto, es un factor importante que se debe considerar en cualquier señal digital, sobre todo cuando se hace análisis de temporizaciones para que se lleven a cabo todas las funciones.

En la *figura 2.12*, se tienen dos imágenes, un diagrama de ojo con ruido y uno con jitter, respectivamente, esto con el fin de poder apreciar la diferencia entre ellos dos. Cuando existe ruido el ojo se deforma sin respetar la forma del patrón de ojo, y cuando se trata de jitter, el ojo sigue teniendo forma, sólo que el desfase de la señal hace que la amplitud se vea afectada.

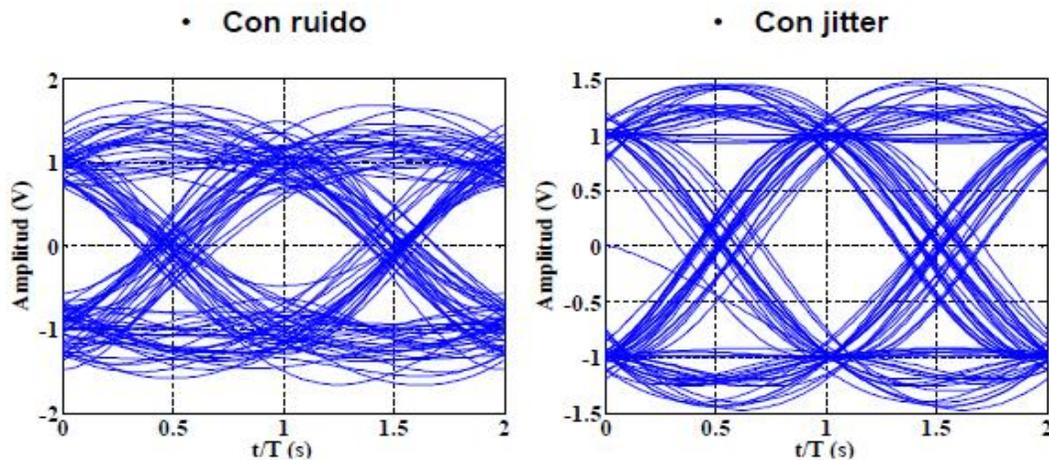


Figura 2.12 Diferencia entre ruido y jitter. Imagen extraída de [4]

En seguida se muestra un análisis a partir de las características de la forma de onda del pulso, en la *figura 2.13* se observa la señal de salida sobre una carga, utilizando el diagrama de ojo, y claramente se observa el impacto de la interferencia intersímbolo (ISI). La ISI causa una reducción en la apertura máxima del ojo a la carga de salida. A pesar de que la ISI se

produce en la entrada del diagrama de ojo, ésto no causa una reducción en la entrada de la abertura máxima del ojo. Por lo tanto si la ISI no causa una reducción en la entrada máxima de la apertura del ojo en la carga de salida, entonces la ISI en su mayoría es insignificante. Además la ISI causa una variación en el tiempo, en el momento que la señal digital cruza en el eje con cero volts. Esta variación es conocida en la industria con el nombre jitter o saltos temporales.

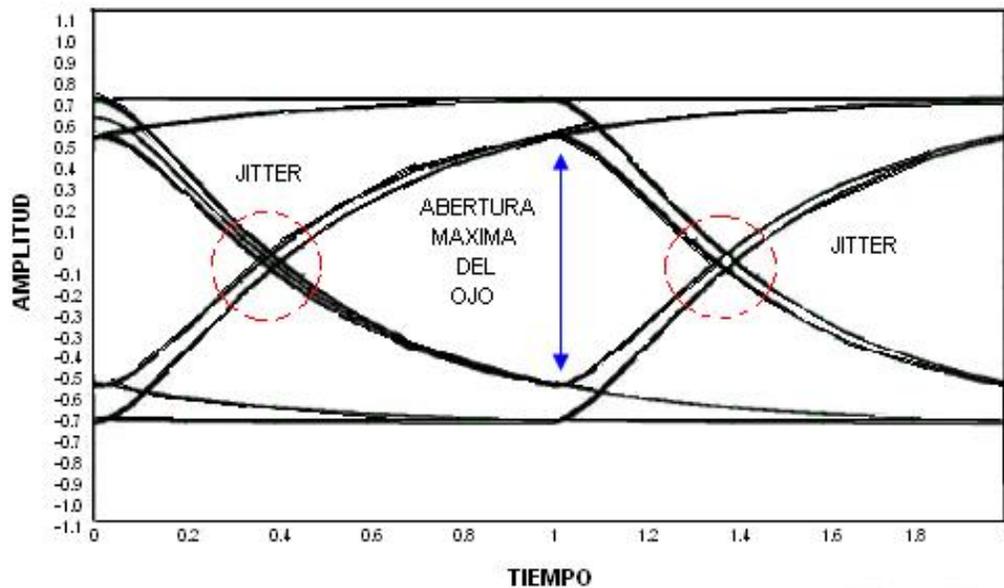


Figura 2.13 Información que proporciona el patrón de ojo. Imagen extraída de [8]

En la *figura 2.14*, se muestran imágenes de diagramas de ojo casi ideales para datos NRZ y RZ respectivamente, junto con la respuesta en frecuencia de un dato NRZ que es el que se utiliza en este trabajo de tesis. El diagrama de ojo ideal se verá en forma de “caja”, con transiciones casi verticales, el centro del ojo será abierto y libre de cualquier señal. Cuando esta región del centro, comienza a ser llenado lentamente con transiciones de subida y de bajada, el ruido vertical, el jitter o saltos temporales y otras imperfecciones

de la forma de onda, el ojo tiende a cerrarse, cuando el ojo se cierra la tasa de error de bits incrementa dramáticamente.

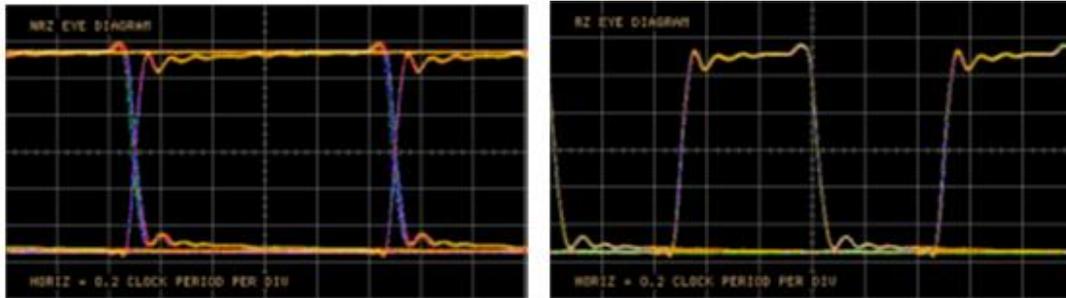
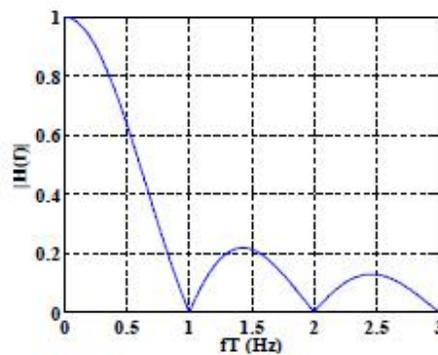


Diagrama de ojo ideal de datos NRZ

Diagrama de ojo ideal de datos RZ



Respuesta en frecuencia de un dato NRZ

Figura 2.14 Diagrama de ojo ideal NRZ Y RZ y respuesta en frecuencia de un dato NRZ. Imagen extraída de [4]

Para la realización de este trabajo de tesis, se utilizó un software de simulación comercial llamado Advanced Design System (ADS), el cual nos permite obtener el diagrama de ojo para un mejor análisis. Se optó por utilizar este software, ya que para obtener un patrón de ojo en un osciloscopio se necesita tener un generador de pulsos digitales aleatorios y que además pueda programarse tanto el tiempo de subida como de bajada

de los mismos. A continuación se explica brevemente como es que se genera un patrón de ojo en el osciloscopio.

Un osciloscopio despliega un sólo valor de voltaje por cada punto en el eje de tiempo, cuando se analiza una señal digital de telecomunicaciones, un único valor mostrado no es muy útil. Las señales reales de comunicación no son repetitivas y consisten en patrones aleatorios o pseudoaleatorios de ceros y unos, por lo que un valor desplegado puede sólo mostrar una de las muchas posibles diferentes combinaciones de unos y ceros.

Los problemas que pueden observarse en el diagrama de ojo como los retardos en los tiempos de subida y de bajada serán pasados por alto si estos no ocurren en el pequeño segmento de la forma de onda que aparece en la pantalla. Un diagrama de ojo supera las limitaciones de mostrar un sólo valor mediante la superposición de todas las posibles combinaciones de ceros y unos en la pantalla del osciloscopio.

El diagrama de ojo, muestra varios valores porque cada punto en el eje de tiempo tiene valores múltiples de voltaje asociados con él, si se quiere observar un diagrama de ojo en un osciloscopio, se debe usar la configuración que se muestra en la *figura 2.15*.

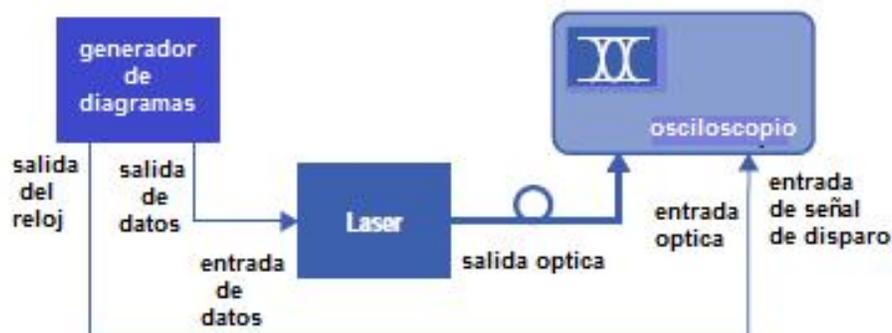


Figura 2.15 Diagrama a bloques para la obtención de un patrón de ojo en el osciloscopio. Imagen extraída de [9]



Como se ve en la imagen que se muestra en la *figura 2.15* se aplica a la entrada del osciloscopio la señal de datos y a la entrada de disparo externa, una señal de reloj. El osciloscopio dispara en la primera transición de reloj, tras la activación, éste captura cualquier señal de datos que esté presente en la entrada del osciloscopio y la muestra en la pantalla. El osciloscopio está configurado en persistencia infinita, para que las señales posteriores continúen añadiéndose a la pantalla durante un corto período de tiempo después del disparo, el osciloscopio es incapaz de volver a disparar mientras se restablece el circuito. Al final de este tiempo muerto de disparo, el osciloscopio dispara en la siguiente transición de reloj. El patrón de datos en este instante probablemente será diferente del anterior. Este proceso continúa de manera que eventualmente después de varios eventos de disparo o activación, todas las diferentes combinaciones de 0 y 1 se superpondrán en la pantalla. Para analizar las propiedades de la señal con precisión, el osciloscopio debe tener un ancho de banda de al menos tres veces la velocidad de los datos, y preferentemente mucho más. Ya que a velocidades altas existe mayor complicación.

Los osciloscopios con gran ancho de banda son capaces de capturar una forma de onda completa en un sólo disparo, pero su gran desventaja es su costo, por lo que un osciloscopio de muestreo, los cuales son más económicos, hacen uso de este concepto de tiempo equivalente para alcanzar anchos de banda hasta 50GHz. Los osciloscopios de muestreo han sido diseñados para analizar señales de alta velocidad y es ideal para aplicaciones avanzadas como: análisis de señales, análisis temporal, diseño y pruebas de sistemas de comunicaciones digitales de alta velocidad, análisis de redes, pruebas de semiconductores e investigación y desarrollo. Los osciloscopios de muestreo no son iguales a los osciloscopios digitales, ni tampoco utiliza las mismas técnicas de captura, en lugar de capturar una forma de onda completa en cada disparo, el osciloscopio de muestreo sólo mide la amplitud instantánea de la forma de onda en el instante de muestreo *figura 2.16*.

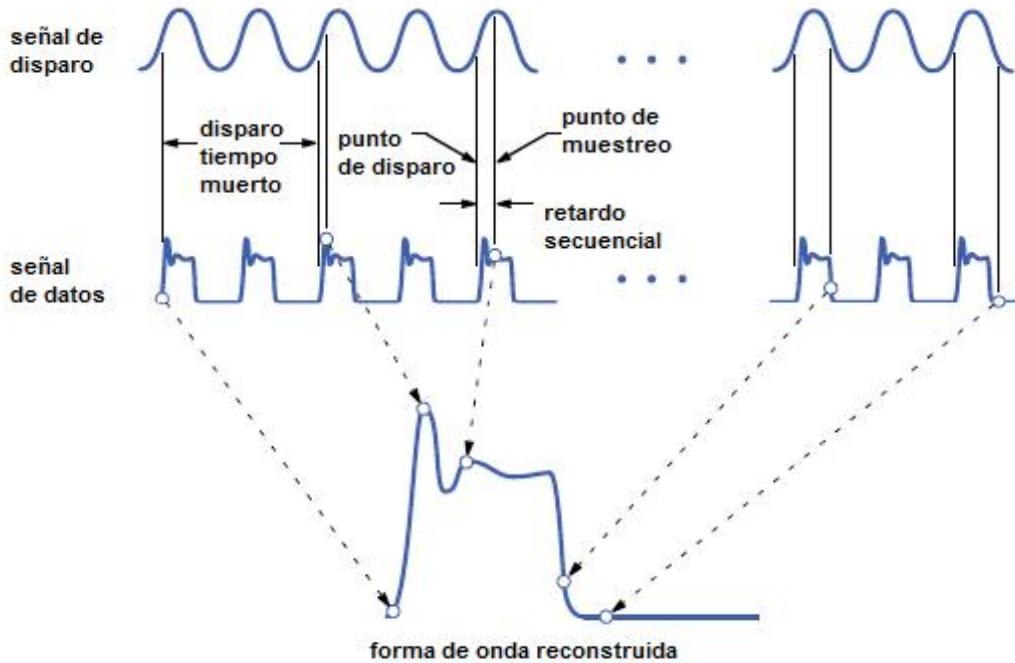


Figura 2.16 Esquema de muestreo secuencial. Imagen extraída de [9]

En el primer disparo el osciloscopio muestrea la forma de onda inmediatamente y muestra el valor en el borde izquierdo de la pantalla. En el disparo siguiente, éste se retrasa ligeramente antes del muestreo de los datos. La cantidad de éste retraso depende del número de puntos de datos horizontales en la pantalla y la velocidad de barrido seleccionado. Esto se determina por la ecuación 2.1

$$D = \frac{1}{n-1} \times T \quad (2.1)$$



Donde D es el tiempo de retardo entre puntos sucesivos, n es el número de puntos en la pantalla y T es el tiempo de barrido de pantalla completa, por ejemplo, si el tiempo de barrido de pantalla completa es de 10nanosegundos y la pantalla tiene 451 puntos horizontales, entonces el retardo es de 22.2ps. La amplitud muestreada en este instante muestra un punto a la derecha de la muestra original. En cada disparo subsiguiente el osciloscopio añade un retardo cada vez mayor antes del muestreo, de manera que los trazos se acumulan de izquierda a derecha por la pantalla.

La desventaja al usar un osciloscopio de muestreo es la pérdida de información sobre las características de la forma de onda exactas. Cuando se muestrea una forma de onda repetitiva tal como una onda sinusoidal, ésto no suele ser un problema, la pantalla muestra una onda sinusoidal que es una representación muestreada de la forma de onda original.

Cuando se muestrea un patrón de datos aleatorios, el diagrama de ojo aparece como una serie de puntos desconectados. Toda la información acerca de la naturaleza exacta de las formas de onda individuales se pierde, por lo que si el diagrama de ojo muestra rebasamiento excesivo o retraso en el tiempo de subida, el patrón de datos exacto que causa el problema no se puede identificar. [9]

Algo que es importante en el análisis de datos digitales con la técnica de diagrama de ojo es el concepto de intervalo de bit y la tasa de bits ya que existe una confusión común respecto a la frecuencia de operación.

2.3.3 Intervalo de bit y tasa de bit

La mayoría de las señales digitales son aperiódicas y por tanto período o frecuencia no tienen sentido. El intervalo de bit, es el tiempo necesario para enviar un único bit. La tasa de bit, es el número de intervalos de bit por segundo (expresado en bps, bits por segundo). En la *figura 2.17*, se aprecia

el intervalo de bit y la tasa de bits que corresponde a 8bps ya que se están enviando 8 bits y cada ocho intervalos de bit equivale a 1 segundo.

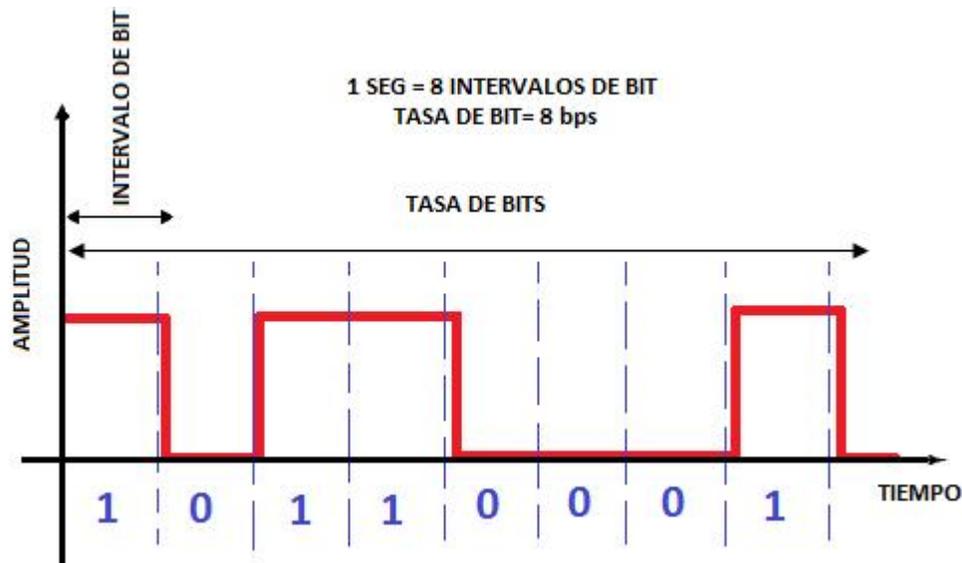


Figura 2.17 Representación gráfica de Tasa e intervalo de bit. Fuente propia.

Debido a que actualmente hay un gran auge en el uso de las computadoras tanto portátiles como de escritorio, el problema de la ISI y el SSN se ha incrementado, sobre todo porque este tipo de sistemas electrónicos operan con frecuencias de reloj por arriba de 1GHz, por lo que, basándose en el esquema de la *figura 1.6*, visto en el capítulo 1, la técnica más apropiada para resolver la problemática que se presenta en ellos es el uso de filtros con estructuras tipo EBG, los cuales se describirán a continuación en la siguiente sección.



CAPÍTULO 3. FILTROS TIPO EBG

El empleo de estructuras de alta impedancia construidas con tarjetas de circuito impreso de doble cara, es la técnica utilizada últimamente para poder reducir el ruido de conmutación simultánea, ya que son aprovechados los efectos parásitos capacitivos e inductivos generados por la conmutación rápida de señales. Una de estas estructuras es conocida como EBG (Electromagnetic Band Gap), la cual se explica en éste capítulo, donde se exponen sus características, funcionamiento y un circuito eléctrico equivalente que representa su respuesta en frecuencia utilizando elementos básicos de circuito.

3.1. Estructuras tipo EBG

Durante los últimos años, ha despertado en la comunidad científica el estudio de las estructuras denominadas Electromagnetic Band Gap (EBG) surgiendo del campo de la óptica, Photonic Band Gap (PBG) aplicándose al campo de las microondas para poder reducir la emisiones conocidas en las tarjetas del circuito impreso que se utilizan en los sistemas electrónicos digitales, debidas al ruido de conmutación.

Se trata de estructuras que varían de manera periódica las características materiales dieléctricas de un medio generalmente homogéneo proporcionando rechazo en bandas de frecuencia determinadas [10], las estructuras periódicas EBG permiten reducir la distorsión de señales con amplio contenido espectral, además de producir bandas de frecuencia en la que ningún modo pueda propagarse.



Introducen una banda de rechazo a la frecuencia de sintonía y a sus múltiplos naturales pudiendo ser este último un inconveniente en algunas aplicaciones, tratando de eliminar las frecuencias armónicas y el ruido de conmutación simultánea.

Estas estructuras se comenzaron aplicando en la inhibición de radiación por emisión espontánea de una fuente láser, consiguiendo de esta manera aumentar su eficiencia. Ahora se ha desarrollado como técnica de filtrado para suprimir el ruido de conmutación simultánea. Debido a las características escalables de las ecuaciones de Maxwell, es posible aplicar este tipo de perturbaciones en circuitos en intervalo de las microondas y de ondas milimétricas [11].

En estos intervalos de frecuencia han encontrado un elevado grado de aplicación, en la mejora de patrones de radiación de antenas planas, en la implementación de multitud de dispositivos pasivos tales como filtros y divisores de potencia, así como en la mejora de la eficiencia de amplificadores de rf [11].

Uno de los campos donde más interés ha despertado el empleo de estructuras EBG, ha sido en circuitos planos en diferentes materiales dieléctricos en el intervalo de las microondas, sobre todo en tecnología de microcintas (microstrips) ya que sus aplicaciones son múltiples, pero su uso más natural o directo es el de filtrado, como el de este trabajo.

Para obtener comportamientos del tipo EBG, por lo general se utilizan celdas periódicas, las cuales pueden colocarse en una de las caras de la tarjeta de circuito impreso tipo microcinta, como puede verse en la figura 3.1 o en las capas interiores de una tarjeta de circuito impreso multicapa.

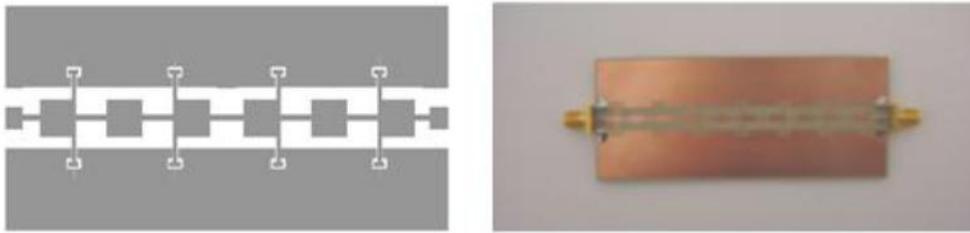


Figura 3.1 Filtro EBG utilizando celdas en la cara que conduce la señal de información. Imagen extraída de [11]

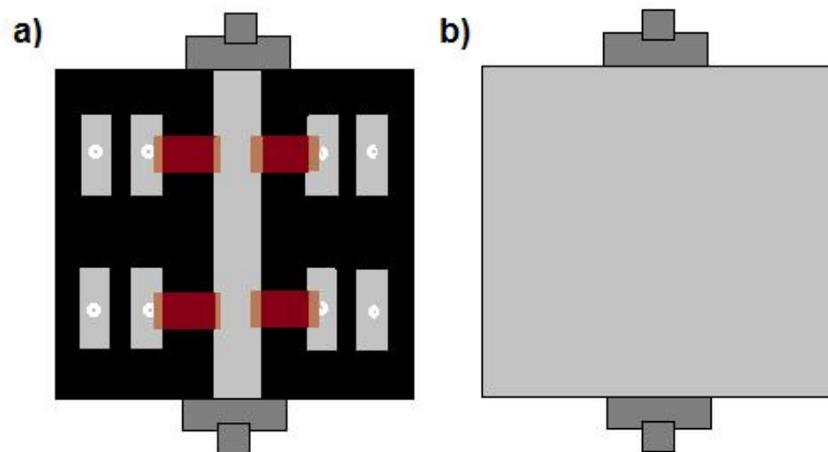


Figura 3.2 a) Vista superior del esquema una estructura EBG, b) Vista inferior de una estructura EBG. [Fuente propia]

En la *figura 3.2*, se puede apreciar el esquema de una estructura de tipo EBG, con capacitores de montaje superficial, en la cual se muestran las dos vistas del filtro tanto superior como posterior, en el 3.2 (a), se observa la pista donde se inyecta la señal, junto con parches a los lados de la pista, mientras que en la *figura 3.2 (b)* se muestra el plano de retorno de la señal, los parches en la vista frontal van conectados a este plano de retorno mediante un alambre conductor. En las *imágenes 3.1 y 3.3* se indican ejemplos de filtros EBG.



Figura 3.3 Filtro EBG. Imagen extraída de [10]

Una de los grandes inconvenientes de este tipo de filtros, es que aún no se han encontrado metodologías que incluyan ecuaciones de diseño generales para obtener el efecto EBG y así reducir las componentes armónicas indeseables, sin embargo se han estado estudiando y proponiendo diferentes diseños los cuales se encuentran en fase de prueba, como es en el caso de este trabajo de tesis.

En tecnología microstrip una implementación de EBG consiste en hacer agujeros o “defectos” en el plano de tierra (Defected Ground Structures, DGS), que se repiten periódicamente en una o dos dimensiones colocados directamente bajo la línea de transmisión y alineados para el eficiente acoplamiento de la línea con el fin de tener un efecto filtrante.

Las ventajas de los EBG y DGS sobre otro tipo de implementaciones de filtros es que dan una respuesta en frecuencia con una buena definición de la banda rechazada.

En la *figura 3.4* se muestra un modelo de una estructura DGS, se puede apreciarla línea de transmisión y como los “defectos” están el plano de tierra,

pero debajo de la línea de excitación. Así mismo en la *figura 3.5* se muestra una fotografía de un DGS.

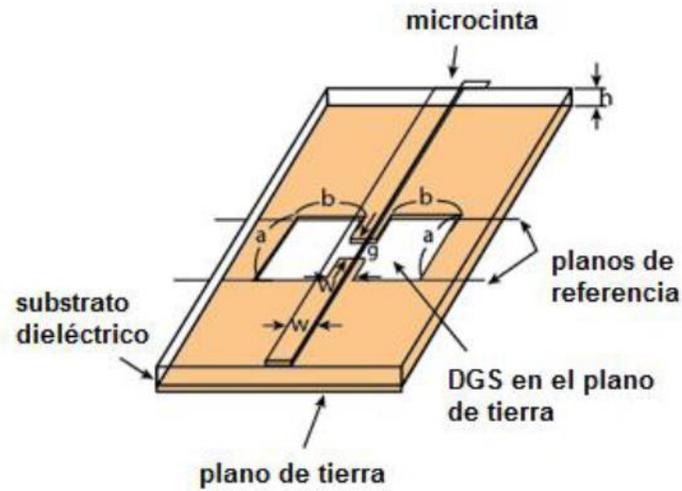


Figura 3.4 Modelo de un DGS. Imagen extraída de [12]



Figura 3.5 Fotografía de un DGS. Imagen extraída de [13]



3.2. Principio de funcionamiento de los filtros EBG

Normalmente, cuando se trabaja con estructuras periódicas (DGS, EBG), se espera conseguir el efecto filtrante propio de estas estructuras periódicas. A este efecto filtrante, debido a la estructura completa, se le denomina macroscópico y tiene un comportamiento rechaza banda intrínseco. Este comportamiento resonante intrínseco de las estructuras, ocurre debido a que se trata de buenos resonadores. El corte del filtro resulta mucho más abrupto y efectivo, que el posible efecto debido a la definición de una estructura periódica, el cual suele presentar una respuesta con variaciones muy suaves y formas redondeadas.

Dentro de la investigación en el campo de las estructuras EBG, se han propuesto varios tipos de estructuras sin reparar en el efecto intrínseco, esperando únicamente el efecto macroscópico por ser una estructura periódica. En un principio, las estructuras eran simples agujeros circulares justo debajo de la microcinta. El tipo de respuestas obtenidas por estas estructuras, debido a que los elementos unitarios utilizados tienen una respuesta en frecuencia muy poco definida, es prácticamente la misma que se puede predecir aplicando la teoría de estructuras periódicas [2]. Las celdas unitarias empleadas en microondas son similares a las usadas en óptica, siendo la principal diferencia un factor de escala en las dimensiones físicas. Se tiene que tomar en cuenta la resonancia de cada celda unitaria, este fenómeno no aparece en frecuencias ópticas (espectro electromagnético), pues las resonancias propias de las celdas unitarias son despreciables frente a la respuesta filtrante de la estructura periódica general. Esto se debe a que las celdas unitarias se definen mediante un cambio longitudinal del índice de refracción, definiendo un resonador muy escaso, de manera que la contribución individual de cada celda unitaria al efecto filtrante global es pequeño.

Al trasladar estas estructuras a las frecuencias de microondas, las celdas unitarias se definen básicamente como un cambio de la impedancia característica de la línea de transmisión [2]. Para esto, las resonancias de cada celda unitaria ya no pueden ser despreciadas, y es imaginable que ambos efectos estén cercanos o incluso traslapados en el mismo intervalo frecuencial.

3.3 Respuesta en frecuencia de un filtro tipo EBG

Dentro de este trabajo de tesis una de las cosas más importante es la respuesta en frecuencia del filtro que está siendo estudiado (EBG), ya que mostrará que tan efectivo es nuestro dispositivo filtrante, idealmente se desea obtener un filtro rechaza banda el cual impedirá el paso de una determinada banda de frecuencia.

En seguida, en la figura 3.6, se exhibe un esquema de la respuesta en frecuencia idealizada de un filtro rechaza banda, al hacer simulaciones del filtro EBG propuesto.

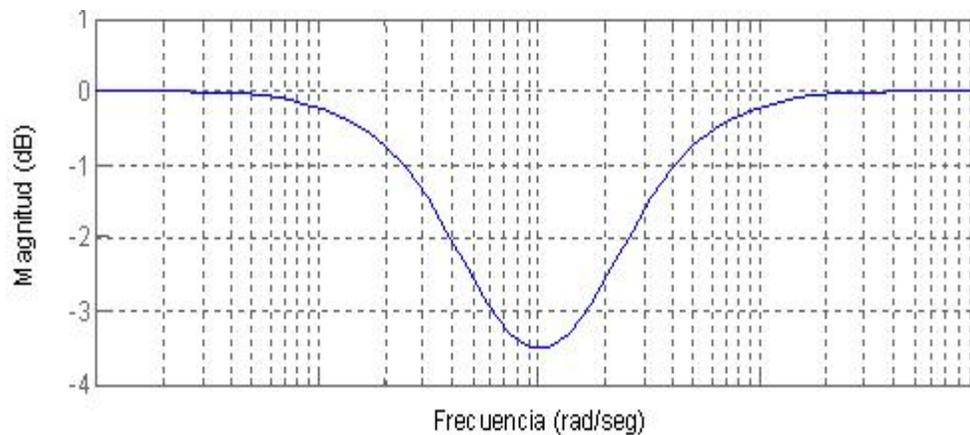


Figura 3.6 Respuesta en frecuencia ideal de un filtro tipo EBG simulado.

Fuente propia

En la siguiente parte de este trabajo de tesis, se darán a conocer las características del filtro EBG propuesto, así como también su circuito equivalente, se mostrara el software comercial utilizado para la simulación de dicho filtro y qué tipo de respuestas se pueden obtener utilizando este programa.

3.4 Estudio de la integridad de la señal mediante simulación

El propósito de este trabajo de tesis, es estudiar un filtro EBG y utilizar los beneficios de los efectos parásitos tanto inductivos como capacitivos que se manifiestan en las pistas de cobre, para esto se toma como referencia las distancias que existen entre parche y pista y las dimensiones de estas.

En este capítulo se muestra la respuesta en frecuencia inyectando a la pista de señal una señal digital, variando su frecuencia y poder ver hasta qué frecuencia el filtro EBG propuesto, sigue teniendo una respuesta integra, sin deformar su diagrama de ojo.

3.4.1 Características del filtro EBG híbrido propuesto

Aquí se presenta el filtro tipo EBG propuesto, que consiste en una pista donde se inyecta la señal digital y un retorno de señal, o bien, tierra; y como se puede ver en la figura 3.7, los 8 parches junto a la pista de alimentación.

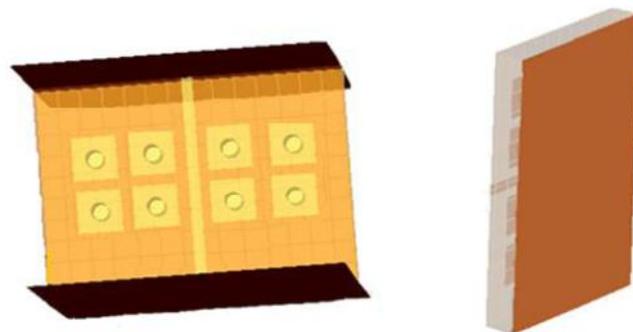


Figura 3.7 Vista superior e inferior del filtro EBG propuesto de 8 parches sin los capacitores de montaje superficial .Fuente propia

En la *figura 3.7* los dos extremos de color café de la vista superior representan los conectores tipo SMA-hembra, mientras que de color amarillo tenemos la pista de señal y a sus lados los ocho parches, en la vista inferior se observa el plano de retorno de señal en color café y el ancho del material dieléctrico en color gris, el cual tiene un grosor de 1.6 mm.

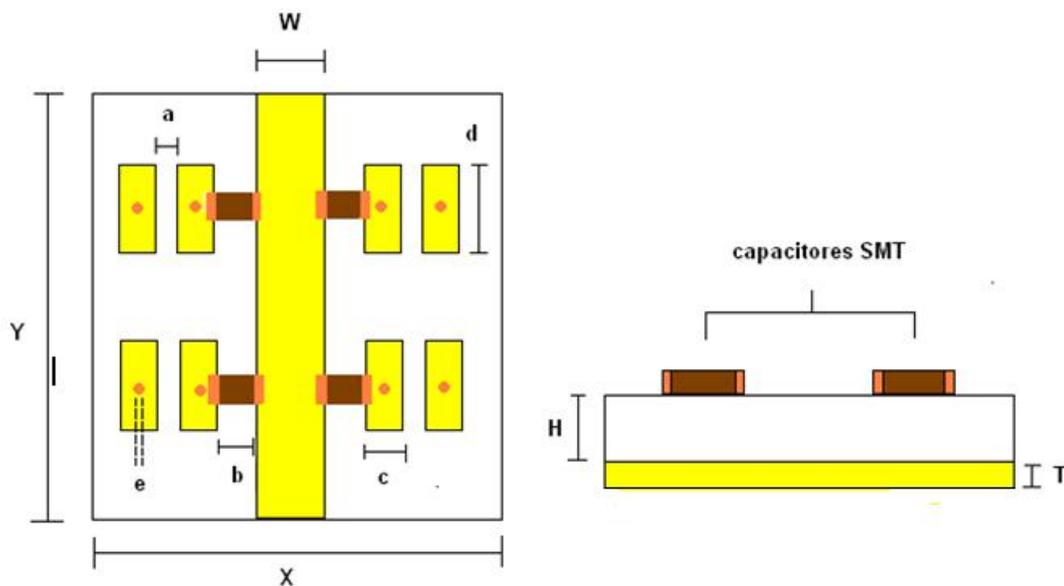
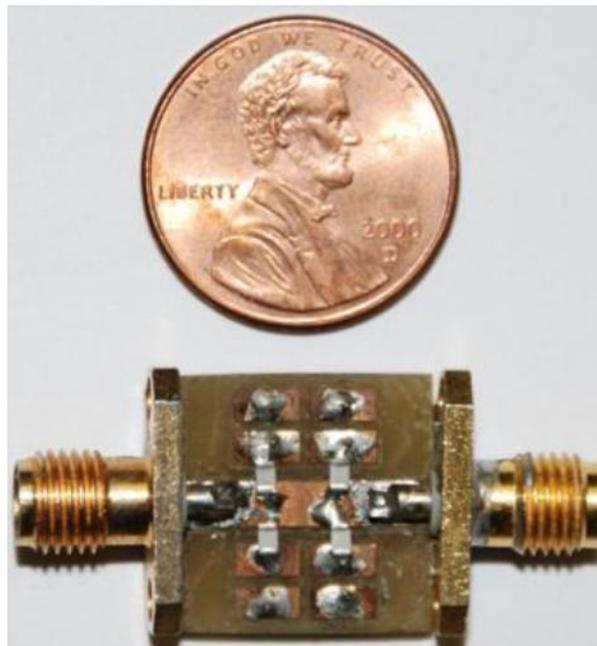


Figura 3.8 Vista superior y transversal del filtro EBG-híbrido con ocho parches y cuatro capacitores de montaje superficial. Fuente propia.

En la *figura 3.8*, se muestran las dimensiones del filtro EBG de ocho parches. La pista de señal tiene un ancho de 2.8mm (W), con esta medida se puede obtener una impedancia aproximada de 50Ω , la cual permite un mejor acoplamiento con los instrumentos de medición, su grosor es de 0.034mm (T), (correspondiente al cobre), el largo de la tarjeta es de 15mm

(X), con un ancho de 15mm (Y), cada parche tiene una dimensión de 2mm x 4mm (c,d) con un grosor igual al de la pista de alimentación (pista de señal), la distancia entre parches es de 0.5mm (a) y la separación pista-parche (b) es de 1mm.

Los ocho parches están unidos al plano de tierra, con un alambre conductor de 0.127mm de radio (e), los cuales atraviesan el grosor del material dieléctrico (H) el cual es de 1.6mm, y se conectan con plano de retorno de señal o plano de tierra el cual tiene un grosor de 0.034mm (T). En la *figura 3.9*, se muestra una foto del filtro construido y su tamaño, comparado con una moneda de un centavo de dólar.



*Figura 3.9 Fotografía del filtro tipo EBG híbrido propuesto.
Imagen extraída de [2]*

La impedancia de la línea fue calculada por la ecuación 4.1 y sustituyendo valores se obtuvo una impedancia de 50.57Ω .



$$Z_o = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98 H}{0.8W + T} \right) [\Omega] \quad (4.1)$$

$$Z_o = \frac{87}{\sqrt{4.7 + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98 (1.6 \times 10^{-3})}{0.8(2.810^{-3}) + (0.03410^{-3})} \right)$$

$$\boxed{Z_o = 50.57 \ \Omega}$$

Donde ϵ_r se refiere a la permitividad relativa con un valor de 4.7, W es el ancho de la pista, H el grosor del dieléctrico y T es el grosor de la pista.

El filtro EBG físicamente es una microcinta hecha a base de una tarjeta de circuito impreso con fibra de vidrio como material dieléctrico, al cual le corresponde una permitividad relativa de $\epsilon_r=4.7$, este dato se utilizó para calcular la impedancia de la pista.

En [1] el autor H. A. Mendoza-Téllez presenta un circuito eléctrico equivalente para el filtro EBG-Híbrido propuesto y estudiado por él, cuya fotografía se muestra en la figura 3.9. El filtro reportado en [1] fue simulado utilizando el programa comercial denominado CST Microwave Studio, el cual resuelve las ecuaciones de Maxwell, mediante varias técnicas numéricas las cuales incluye el Método de Momentos (MoM), el Método de Elemento Finito (FEM), etc., tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Con la respuesta obtenida mediante simulación, H. A. Mendoza-Téllez, propone un circuito eléctrico equivalente, el cual se muestra en la figura 3.10 cuyos valores de los elementos básicos de circuito se presentan en la tabla 3.1. Los valores están dados para el filtro construido en una tarjeta de circuito impreso de 15mm×15mm, en conjunto con capacitores de montaje superficial (SMT) de 1pF y varias vías de conexión con un radio de 0.127mm. La frecuencia de corte mínima que se pudo alcanzar fue de 3.13 GHz y la máxima de 12.9GHz con un nivel de atenuación de 57dB medido en la frecuencia de resonancia. Esto se pudo observar en la *figura 3.11*.

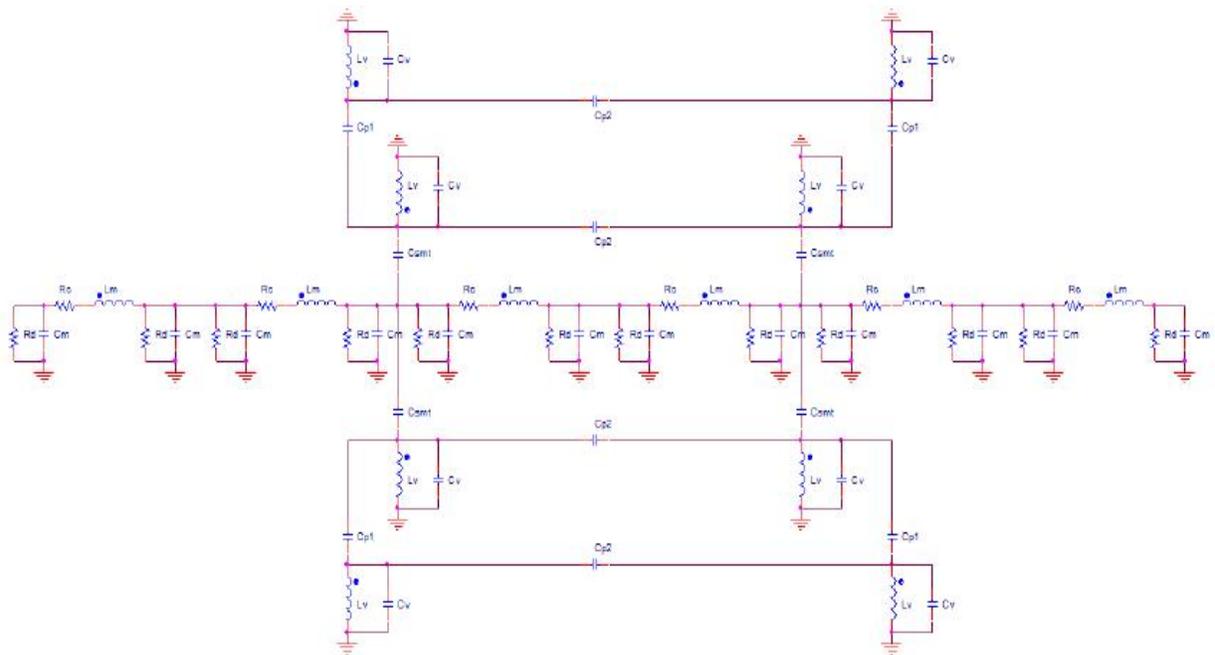


Figura 3.10 Diagrama eléctrico equivalente del filtro tipo EBG híbrido propuesto.

El circuito eléctrico equivalente propuesto por Mendoza-Téllez, incluye los efectos parásitos capacitivos e inductivos que aportan los parches utilizados en la tarjeta de circuito impreso para formar un EBG, así como los capacitores de montaje superficial utilizados para incrementar la capacitancia que existe entre los parches que se colocaron frente a la pista que conduce la señal de excitación y la propia pista. El diagrama eléctrico puede apreciarse de mejor manera en el *Apéndice A*



Tabla 3.1 Valores correspondientes a los elementos del circuito eléctrico equivalente propuesto en [2].

ELEMENTO DEL CIRCUITO	VALOR
L_m	$360.51 \times 10^{-12} H$
C_m	$72.05 \times 10^{-15} F$
C_{P1}	$8.37 \times 10^{-15} F$
C_{P2}	$4.18 \times 10^{-15} F$
C_V	$0.19 \times 10^{-12} F$
C_{smt}	$1 \times 10^{-12} F$
L_V	$1.22 \times 10^{-9} H$

Para los valores de los resistores R_d y R_c se tiene la tabla 3.2, que fue extraída de [1], en ella se muestran diferentes valores de resistencia para representar las pérdidas que presentan las pistas de conexión las cuales dependen de la frecuencia (efecto skin). Los valores elegidos de R_d y R_c fueron los correspondientes a la frecuencia de 3GHz (frecuencia de corte).



Tabla 3.2 Valores de los resistores del circuito equivalente dependiendo de la frecuencia [2].

FRECUENCIA [GHz]	Rd [KΩ]	Rc [mΩ]
0	∞	0.46
1	4.38	9.66
2	22.19	13.66
3	14.79	16.73
4	11.10	19.32
5	8.87	21.60
6	7.39	23.66
7	6.34	25.55
8	5.55	27.32
9	4.93	28.97
10	4.43	30.54
11	4.03	32.03
12	3.70	33.46
13	3.41	34.83
14	3.17	36.14
15	2.96	37.41

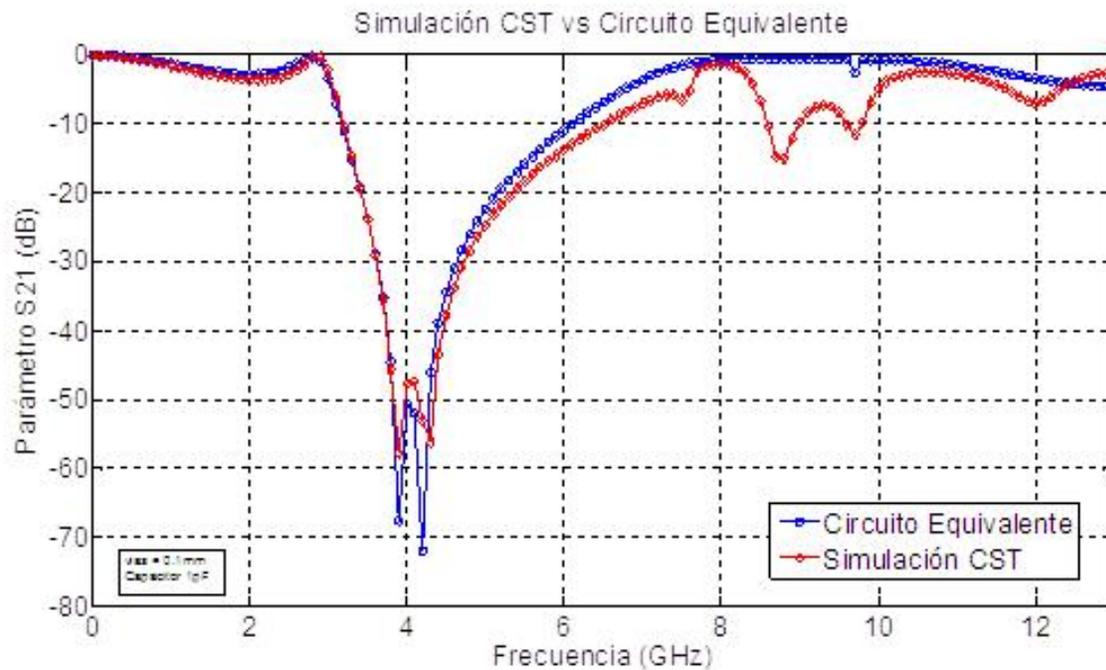


Figura 3.11 Respuesta del filtro EBG Híbrido obtenida mediante simulación electromagnética y resolviendo su circuito eléctrico equivalente, utilizando un capacitor SMT de 1pF [2].

En la gráfica de la *figura 3.11*, se muestra una comparación entre la respuesta del filtro EBG híbrido obtenida mediante simulación y la respuesta que se obtuvo al resolver el circuito eléctrico equivalente, utilizando el programa comercial AWR Microwave Office. Como puede observarse en la figura, ambas respuestas son muy similares por lo que podemos decir que el circuito eléctrico equivalente propuesto, representa apropiadamente los fenómenos electromagnéticos presentes en el filtro EBG híbrido con elementos básicos de circuito.



CAPÍTULO 4. DESARROLLO PARA DETERMINAR EL CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA LÍNEA DE LA MICROCINTA

En este capítulo se presenta el desarrollo que se llevó a cabo para determinar el circuito eléctrico equivalente de un filtro EBG híbrido, el cual permite mostrar el comportamiento del mismo, cuando se hacen circular por él señales digitales mediante simulación, para esto es necesario obtener un modelo eléctrico que represente lo mejor posible su respuesta. A continuación se describe el procedimiento que se llevó a cabo, y al final de éste capítulo, los resultados obtenidos.

4.1.- Circuito eléctrico equivalente de una línea de transmisión.

Debido a que el filtro EBG híbrido propuesto fue construido en una tarjeta de circuito impreso tipo microcinta y en la cual se tiene una línea de transmisión, es necesario describirla mediante los cuatro parámetros importantes que describen su comportamiento, r , l , c y g cuyos valores por unidad de longitud son constantes en cualquier parte de esta. En la *figura 4.1*, se muestra un esquema donde se puede observar la conexión de los mismos.

Es importante que los valores de estos elementos de circuito, a una frecuencia dada, sean determinados únicamente por los materiales y dimensiones de los conductores de la línea y el medio que la rodea. Ya que cuando se está en frecuencias del orden de Gigahertz habrá pérdidas asociadas al conductor y al dieléctrico que como se sabe tienen un gran efecto sobre la respuesta de la línea de transmisión. Estos parámetros no varían ni con el tiempo ni con la tensión o la corriente de la línea

Como se sabe, los cuatro parámetros importantes de una línea de transmisión son:

r.- Resistencia total en Serie de la línea por unidad de longitud, incluyendo ambos conductores, dada en [Ohms/m].

l.- Inductancia total en Serie de la línea por unidad de longitud, incluyendo la inductancia debida al flujo magnético interno y externo a los conductores de la línea dada en [H/m].

g.- Conductancia en paralelo de la línea por unidad de longitud, la cual representa las pérdidas que son proporcionales al cuadrado de la tensión entre los conductores o al cuadrado del campo eléctrico en el medio. Generalmente *g* representa una pérdida interna molecular de los materiales *aislantes dieléctricos* en [S/m].

c.- Capacidad en paralelo de la línea por unidad de longitud dada en [F/m].

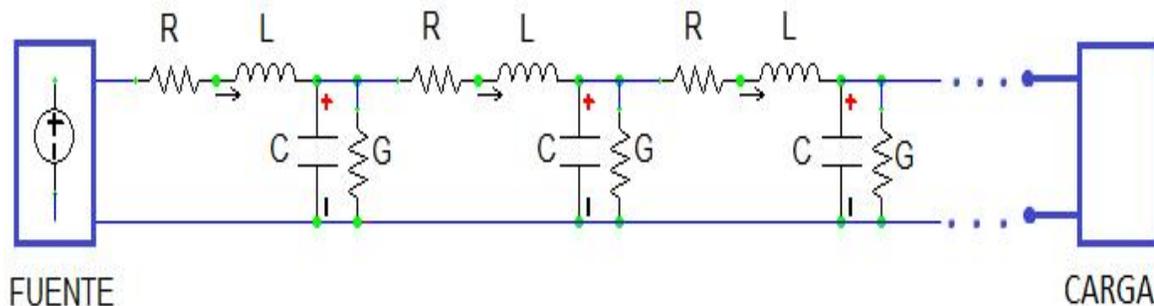


Figura 4.1 Efectos rlcg en la línea de transmisión con pérdidas. Fuente propia

De acuerdo al filtro propuesto, la línea de la microcinta tiene una longitud de 1cm. Sobre un sustrato de 1.5cm x 1.5cm, el ancho de la pista esta dado por una impedancia característica de 50Ω para lograr un buen acoplamiento entre el instrumento de medición y la microcinta. Para el sustrato se utilizó el

material comercial FR-4 con una permitividad relativa de 4.7 y un espesor de 1.6mm, teniendo así un ancho de pista de 2.8mm. Como material conductor se utilizó cobre teniendo un espesor de 0.034mm con su respectiva conductividad de $5.7 \times 10^7 [S/m]$, para su simulación, mediante el empleo de un programa comercial, se utilizó un intervalo de frecuencia de 500MHz a 10GHz, ya que este trabajo de tesis estudió el comportamiento del filtro EBG a altas frecuencias.

Para llevar a cabo el análisis del comportamiento de la línea de transmisión con elementos básicos de circuito *rlcg*, se puede hacer mediante dos consideraciones, la primera de ella utilizando una línea sin pérdidas la cual solo incluye los efectos *l* y *c* del circuito y la otra es empleando una línea con pérdidas la cual además de incluir los efectos *l* y *c* también incluyen la resistencia y la conductancia, ambas por unidad de longitud. A continuación en las siguientes secciones se llevan a cabo los cálculos correspondientes a cada caso.

4.2 Cálculo de *l* y *c* en una línea sin pérdidas

Existen dos características básicas que definen una línea de transmisión, se tratan de la impedancia característica y la velocidad de propagación, con estos dos parámetros es posible encontrar los parámetros por unidad de longitud correspondientes a la inductancia y capacitancia en una línea sin pérdidas, como se muestra en la figura 4.2

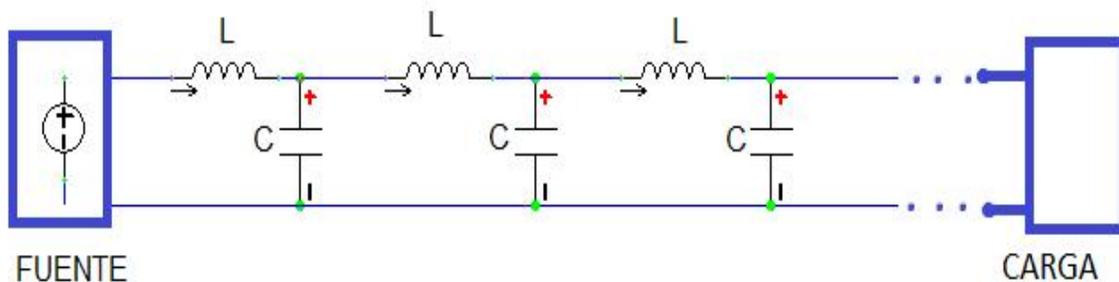


Figura 4.2 Línea sin pérdidas. Fuente propia.



Para las dos consideraciones que definen a la línea de transmisión [14] se tiene que la impedancia característica de la misma, para el caso del filtro propuesto, está dada por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}} [\Omega] \quad (4.1)$$

$$\boxed{Z_0 = 50\Omega}$$

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{lc}} = \frac{V_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} [\text{m/s}] \quad (4.2)$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión, L es la inductancia y C es la capacitancia por unidad de longitud, V_0 es la velocidad de propagación de la luz y ϵ_{eff} es la permitividad efectiva que presenta el dieléctrico de la microcinta, para poder calcular ϵ_{eff} se tiene que [14]

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (4.3)$$

Donde ϵ_r es la permitividad relativa ya mencionada con un valor de 4.7, mientras que h sera el espesor del sustrato y W es el ancho de la línea de la microcinta. Sustituyendo los valores en la ecuación (4.3) tenemos:



$$\varepsilon_{eff} = \frac{4.7 + 1}{2} + \frac{4.7 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12(1.6 \times 10^{-3})}{2.8 \times 10^{-3}}}} \quad (4.4)$$

$$\boxed{\varepsilon_{eff} = 3.5099}$$

Una vez teniendo estos parámetros se puede conocer V_p y así poder sustituir en las siguientes ecuaciones para poder determinar l y c .

$$V_p = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.5099}} \quad (4.5)$$

$$\boxed{V_p = 160130434.9 \text{ [m/s]}}$$

$$l = \frac{Z_0}{V_p} \text{ [H/m]} \quad (4.6)$$

$$l = \frac{50 \Omega}{160130434.9 \text{ [} \frac{\text{m}}{\text{s}} \text{]}}$$

$$\boxed{l = 312.45 \text{ [nH/m]}}$$

$$c = \frac{1}{V_p Z_0} \text{ [F/m]} \quad (4.7)$$

$$c = \frac{1}{(160130434.9 \text{ m/s})(50 \Omega)}$$

$$\boxed{c = 124.8981 \text{ [pF/m]}}$$

Este cálculo fue para una línea sin pérdidas, sin embargo se sabe que el material dieléctrico presenta ciertas pérdidas por lo que es conveniente



considerar los resistores que se encuentran tanto en serie y paralelo en la línea de la microcinta, como se mostró en la figura 4.1, los que se encuentran conectados en serie representan las pérdidas en el conductor mientras que los que se encuentran conectados en una configuración en paralelo representan las pérdidas en el dieléctrico.

4.3. Cálculo de r y g tomando en cuenta las pérdidas del dieléctrico y el material conductor

Para determinar el valor de r y g se tiene que calcular la resistencia que presenta el conductor cuando se le hace circular una señal de corriente directa, esto lo podemos hacer utilizando la siguiente ecuación [2].

$$r_{dc} = \frac{1}{\sigma W t} \left[\frac{\text{Ohms}}{\text{m}} \right] \quad (4.8)$$

Donde σ es la conductividad del cobre, se toma en cuenta sólo este valor de resistencia y no el del plano de retorno pues a frecuencias bajas, del orden de los kiloHertz, es despreciable al igual que en señales de D.C, pues al incrementar la frecuencia se presenta el fenómeno SKIN, que es aquel donde la corriente tiende a circular en la superficie el conductor a una profundidad de penetración δ determinada por la siguiente ecuación. [2]

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (4.9)$$



Para el efecto SKIN la ecuación cambia pues la resistencia en el conductor cambia con la frecuencia y las señales que se componen de armónicos tienen a degradarse ya que cada armónico se ve afectado por niveles distintos de resistencia, así la siguiente ecuación permite el calcular, tomando en cuenta el efecto SKIN, valores de resistencia específicos r_{hf} para cada frecuencia de operación, donde el área por donde circula la corriente se determina por medio del ancho de la pista W , espesor t y la profundidad de penetración δ .

$$r_{hf} = \frac{1}{2\sigma\delta(W+t)} [\text{Ohms/m}] \quad (4.10)$$

Sin embargo en el caso de la microcinta se tiene que la mayor parte de la corriente está distribuida en la parte inferior de la pista, por lo tanto la resistencia en la microcinta está dada por: [2]

$$r_m = \frac{1.3}{\sigma\delta(W+t)} [\text{Ohms/m}] \quad (4.11)$$

En donde el valor de 1.3 da referencia a un factor de corrección que considera la resistencia que se presenta en el plano de retorno

Otro parámetro importante a considerar son las pérdidas que se presentan en el dieléctrico, las cuales definen en gran medida el comportamiento de la línea, ya que, al incrementar la frecuencia de operación existirá una atenuación de la señal inyectada, entre más pérdidas se presenten en la línea tendremos menor integridad de señal, sobre todo en frecuencias altas.



Como ya se había mencionado anteriormente las pérdidas en el dieléctrico son representadas en el circuito equivalente de la línea a través de un resistor en paralelo con un valor de g dado en [S/m] el cual se obtiene de la siguiente ecuación. [2]

$$\alpha_{diel} = 4.34(gZ_0) \left[dB/m \right] \quad (4.12)$$

Para calcular α_{diel} (pérdidas debido al dieléctrico) se tiene [2]

$$\alpha_{diel} = 90.55 f_{GHz} \tan \beta \sqrt{\epsilon_{eff}} \left[dB/m \right] \quad (4.13)$$

En la ecuación anterior β se refiere a las pérdidas tangenciales del dieléctrico que para el material FR-4 es de 0.024 a una frecuencia máxima de 10GHz.

Sustituyendo los respectivos datos en las ecuaciones (4.8), (4.9) y (4.11) obtenemos el valor de r para una señal de D.C (r_{dc}), el de r_m , que corresponde a la resistencia de la microcinta y el de la profundidad de penetración δ . Despejando g de la ecuación (4.12) también se conocerá el valor de la conductancia g , los cuales nos da:

$$r_{dc} = \frac{1}{(5.7 \times 10^7)(2.8 \times 10^{-3})(0.034 \times 10^{-3})}$$

$$r_{dc} = 0.1842 \text{ [Ohms/m]}$$



$$g = \frac{\alpha_{diel}}{4.34 Z_0}$$

$$g = 3.27 \text{ [mS/m]}$$

$$\alpha_{diel} = 90.55 (10 \times 10^9) (\tan(0.024)) \sqrt{3.5099}$$

$$\alpha_{diel} = 0.7105$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{(\pi)(10 \times 10^9)(4\pi \times 10^{-7})(5.7 \times 10^7)}}$$

$$\delta = 6.66 \times 10^{-7}$$

$$r_m = \frac{1.3}{(5.7 \times 10^7)(6.66 \times 10^{-7})(2.8 \times 10^{-3} + 0.034 \times 10^{-3})}$$

$$r_m = 12.08 \text{ [Ohms/m]}$$

Una vez calculados los valores r/gc es necesario determinar el número de bloques que contengan estos elementos, para tener una buena aproximación en el modelo eléctrico. La exactitud depende de los parámetros de la línea, la longitud de la misma y la gama de frecuencia seleccionada. El número de bloques r/gc que describa de una manera más aproximada el equivalente eléctrico de la línea de transmisión está definido por la siguiente expresión [15]

$$N \geq \frac{10(f_{max})(z_{total})}{v_0} \quad (4.14)$$



Donde f_{max} = frecuencia máxima de operación la cual será 10 GHz , y z_{total} es la longitud total de la línea de transmisión , por lo que:

$$N \geq \frac{10(10 \times 10^9)(0.015)}{3 \times 10^8}$$

$$N \geq 5.3 \cong 6$$

Una vez obtenidos el número de bloques sólo es cuestión de sustituir valores en las siguientes ecuaciones para poder obtener los valores de *rlgc* [2].

$$L = \frac{ld}{N} [H] \quad (4.15)$$

$$C = \frac{cd}{2N} [F] \quad (4.16)$$

$$G = \frac{gd}{2N} [S] \quad (4.17)$$

$$R_{dc} = \frac{r_{dc}d}{N} [\Omega] \quad (4.18)$$

$$R_m = \frac{r_m d}{N} [\Omega] \quad (4.19)$$

Ya entendido lo anterior se realizaron cálculos a través de las ecuaciones ya expuestas para obtener sus valores.

N nos indica el número mínimo de bloques de circuitos *rlgc* que deberá usarse para tener una buena aproximación, por lo que es importante, considerar en este caso por lo menos seis bloques, tomando $N=6$ tenemos:

$$L = \frac{(0.015)(312.45 \times 10^{-9})}{6}$$

$$L = 0.781 [nH]$$



$$C = \frac{(0.015)(124.8981 \times 10^{-12})}{2(6)}$$

$$C = 0.1561 \text{ [pF]}$$

$$G = \frac{(0.015)(3.27 \times 10^{-3})}{2(6)}$$

$$G = 4.087 \text{ [\mu S]}$$

$$R_{dc} = \frac{(0.015)(0.1842)}{6}$$

$$R_{dc} = 0.460 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_m = \frac{(0.015)(12.8)}{6}$$

$$R_m = 32 \text{ [m}\Omega\text{]}$$

Una vez calculados los valores de los elementos r/gc , que describen el equivalente eléctrico de la pista de alimentación de la microcinta, éstos se utilizaron en el programa de simulación comercial llamado ADS, desarrollado por la empresa Agilent, para poder simular la respuesta del filtro ante la presencia de secuencias de pulsos digitales, con la ayuda de la técnica de diagrama de ojo.

A continuación en la siguiente sección se describe la fuente de alimentación utilizada para poder hacer uso del programa de simulación y obtener los resultados deseados.

4.4 Fuente digital de excitación utilizada en la simulación.

Para poder llevar acabo correctamente las simulaciones del diagrama de ojo, dará información de la calidad de la señal que circule por el filtro EBG híbrido, se requiere de una fuente especial llama VtBitSeq (fuente de voltaje que suministra un tren de pulsos pseudo aleatorio definido en tiempo continuo por una secuencia de bits), ésta fuente contiene siete parámetros que se deben cumplir, los cuales son.

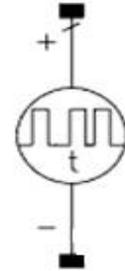


Tabla 4.1 Parámetros de la fuente digital de excitación.

NOMBRE	DESCRIPCIÓN	UNIDADES	VALOR POR DEFECTO
Vlow	Nivel mínimo de voltaje	Volts	0
Vhigh	Nivel máximo de voltaje	Volts	5
Rate	Razón de cambio	MHz	50
Rise	Tiempo de subida del pulso	nseg	1
Fall	Tiempo de bajada del pulso	nseg	1
BitSeq	Secuencia de bits	Ninguno	“101010”
SaveCurrent		Ninguno	si

El parámetro BitSeq (secuencia de bits), permite variar la forma de onda del tren de pulsos: el valor de salida por defecto es “101010”, el cual puede modificarse para hacerse más complejo, según se requiera, por ejemplo “111001101001001101”. Cuando se alcanza el final de la secuencia definida



en éste parámetro, ésta se repite sucesivamente. A esta acción se denomina PRBS (pseudo random binary sequence), la cual se describe a continuación en la siguiente sección.

4.4.1 Secuencia binaria pseudo aleatoria (pseudo random binary sequence)

La generación de una secuencia pseudo aleatoria de números binarios es muy útil en ciertos ambientes de test y desarrollo. Un generador de secuencia binaria pseudo aleatoria, SBSA, (en inglés, Pseudo Random Binary Sequence, PRBS) es un circuito que genera una serie de números binarios de n-bits, un número por ciclo de reloj, sin seguir un patrón determinado, pero que se repite luego de $2^n - 1$ ciclos de reloj. Por lo general un PRBS se implementa como un registro de desplazamiento de realimentación lineal (en inglés Linear Feedback Shift Register, LFSR). Dicho de otra manera con el término PRBS se describe lo que el circuito hace, mientras que con el término LFSR se describe como el circuito está implementado.

4.4.1.1 Diseño lógico

Registro de Desplazamiento de Realimentación Lineal

El registro de desplazamiento con realimentación lineal (linear feedback shift register) es un tipo especial de registro de desplazamiento que utiliza un circuito de realimentación particular para generar el dato de entrada serie al registro de desplazamiento. El resultado de esta implementación es la generación de una secuencia pseudo aleatoria de n-bits de $2^n - 1$ posibles valores, donde n es el número de registros del registro de desplazamiento.



El contenido de cada registro del registro de desplazamiento se desplaza hacia la derecha una posición en cada ciclo de reloj.

El diseño de LFSR se basa en la teoría de campos finitos, las operaciones de un LFSR se basan en las operaciones en un campo finito con 2^n componentes. Un LFSR de n -bits es una cadena de n registros con una única entrada, en uno de los registros de los extremos. Este dato de entrada, bit de entrada al registro de desplazamiento, es el resultado realizar la operación lógica XOR (o XNOR) entre ciertos y determinados bits del registro de desplazamiento. Obteniendo los valores lógicos a la salida de cada registro de desplazamiento y uniéndolos de modo de formar un vector o bus de datos, se obtiene como resultado una secuencia de 2^{n-1} números binarios de n -bits que cambia con cada flanco de reloj, cuyo ciclo se repite luego de 2^{n-1} ciclos de reloj.

Por ejemplo, en un LFSR de n -bits es posible utilizar una simple compuerta lógica XOR, con determinados bits del registro de desplazamiento como entradas, en el camino de realimentación y usando la salida de la XOR como entrada serie el registro de desplazamiento se genera una secuencia pseudo aleatoria de 2^{n-1} números binarios, cuyo ciclo recomienza cada vez que se alcanza el 2^{n-1} ciclo de reloj. Por lo tanto, utilizando la teoría del campo finito, se puede demostrar que para cualquier valor de n (numero de bits del registro de desplazamiento) existe al menos una ecuación de realimentación basada en la operación lógica XOR o XNOR que genera una secuencia pseudo-aleatoria de números binarios cuando de unen las n salidas de los n -bits del registro de desplazamiento, que se repite cada 2^{n-1} ciclos de reloj.

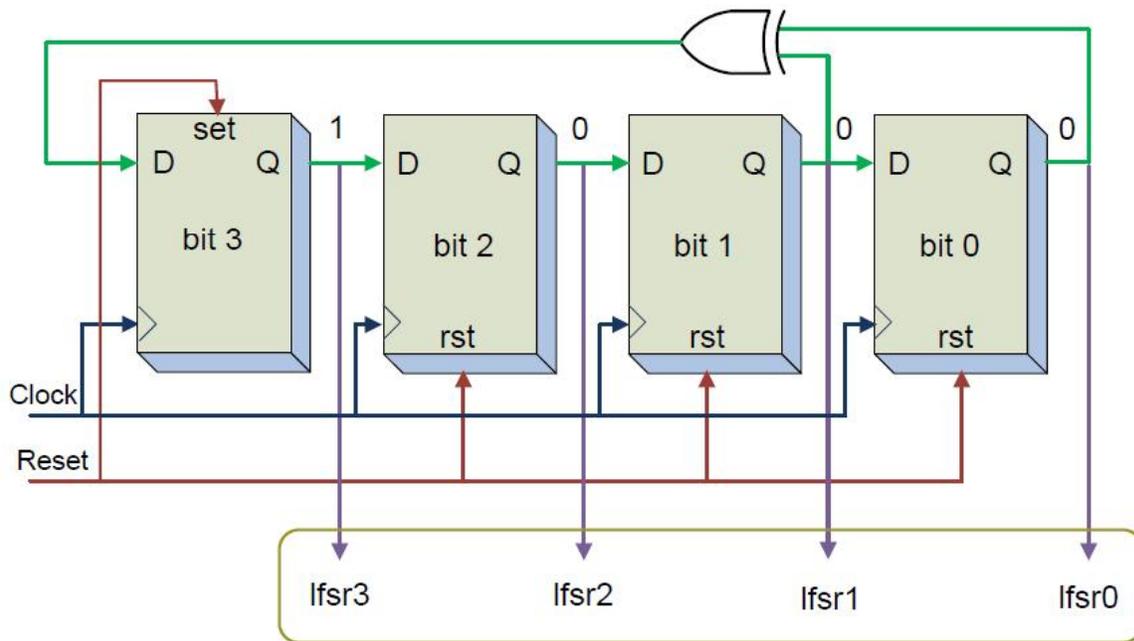


Figura 4.3 Descripción detallada de una secuencia PRBS. Imagen extraída de [16]

En primer lugar, los registros de desplazamiento se numeran desde la izquierda, lugar del bit más significativo (MSB) a la derecha (LSB). El circuito de realimentación está compuesto por una compuerta lógica XOR cuyas entradas son el bit 1 y el bit 0). La salida de la XOR es la entrada serie el LFSR, entrada al bit 3.[16]

Para explicarlo mejor supongamos que el estado inicial del registro de desplazamiento "1000". En el flanco de subida de sucesivos ciclos de reloj, las siguientes secuencias estarán disponibles en las salidas del registro de: "0100", "0010", "1001", "1100", "0110", "1011", "0101", "1010", "1101", "1110", "1111", "0111", "0011", "0001", "1000", "0100", De este modo, la salida circula a través de 2^4-1 , lo que da 15 estados y vuelva a comenzar la misma secuencia nuevamente. La secuencia generada por el LFSR es pseudo-aleatoria, lo que significa que la secuencia pseudo aleatoria que se genera parece ser al azar, pero en realidad no lo es.

Una vez que se han descrito los tipos de fuentes de pulsos, que se utilizan en la caracterización de un sistema de comunicación digital, a continuación se describe como se llevó a cabo el proceso para simular el circuito eléctrico equivalente de un filtro EBG.

Para poder darnos una idea de la respuesta que esperamos, se construyó un circuito de una línea de transmisión de una microcinta ideal (figura 4.5) utilizando un elemento llamado MLINE (Microstrip line) *figura 4.4*, con la finalidad de poder comparar un elemento ideal del circuito eléctrico equivalente de la línea del filtro EBG, dentro de sus parámetros se tiene que especificar el ancho (W) y largo (L) de la pista que conforma el filtro, así como también el valor de la constante dieléctrica de sustrato, su grosor (h), y el espesor del material conductor en ambas capas (t), una vez que se introdujeron los datos correctamente, se procedió a llevar a cabo la simulación.

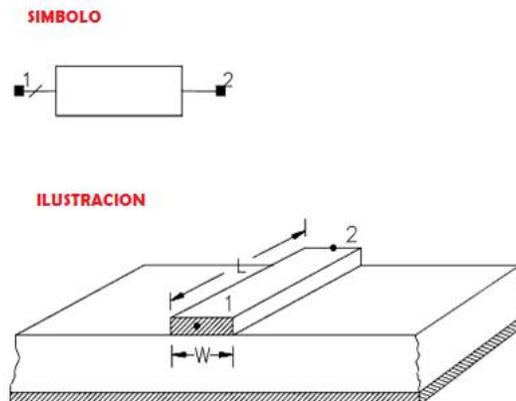


Figura 4.4 Símbolo e ilustración del elemento MLINE en el software ADS.

Para poder llevar a cabo la simulación de la respuesta del filtro tipo EBG híbrido, cuando se le excita con señales digitales aleatorias y obtener su comportamiento a través del diagrama de ojo, se requiere definir dentro del programa de simulación ADS, los parámetros correspondientes al análisis de transitorios, dichos parámetros son los que se muestran a continuación en la tabla 4.2.

Tabla 4.2 Parámetros requeridos para una simulación de transitorios.

NOMBRE	PARAMETRO
Start time	Tiempo de inicio
Stop time	Tiempo de parada
Max time step	Tiempo máximo de paso
Min time step	Tiempo mínimo de paso

Se debe especificar cada parámetro dependiendo lo que deseemos simular.

En la *figura 4.5* se pueden observar todos los parámetros que se deben definir para obtener resultado de la simulación que se desea.

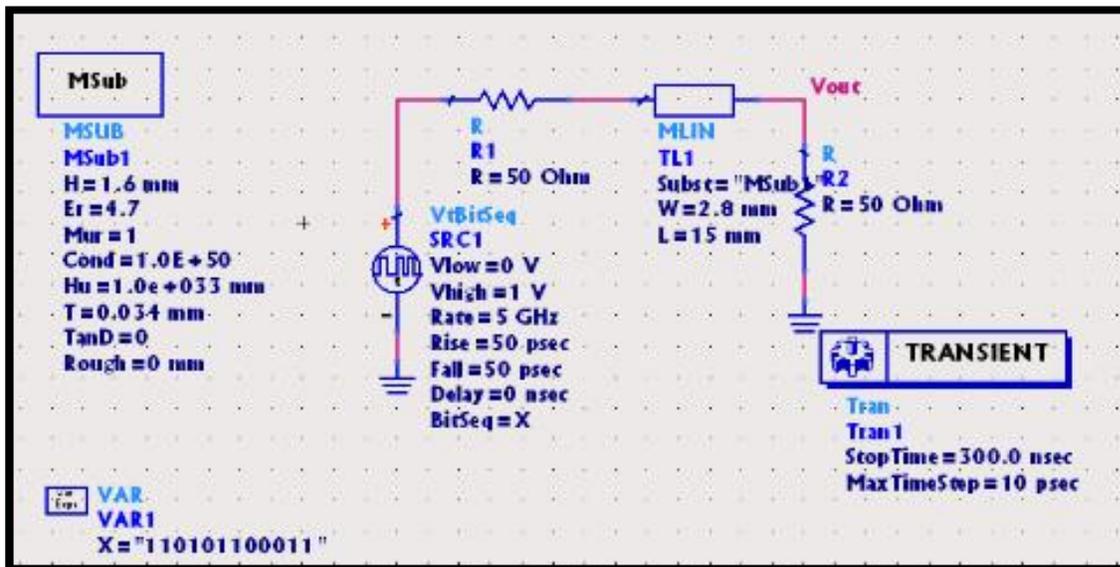


Figura 4.5 Esquema, conexiones y definiciones para una línea de microcinta ideal (MLINE) en el programa ADS.

En el bloque que corresponde al TRANSITORIO (transient) se debe especificar el tiempo de inicio y fin de análisis, en el bloque que se denomina



SUB deben declararse los parámetros correspondientes al sustrato utilizado en la construcción del filtro tipo EBG, el cual tiene los siguientes que se especifican en la tabla 4.3.

Tabla 4.3 Parámetros correspondientes al sustrato empleado.

Parámetro	Valor	Descripción
h	1.6mm	Grosor del dieléctrico
er	4.7	Permitividad dieléctrica relativa del sustrato
Mur	1	Permeabilidad magnética del material
Conductividad	0	Conductividad eléctrica del sustrato
Hu	-	Altura de la cubierta (si es que existe alguna en la parte superior de la microcinta)
T	0.034mm	Grosor de la lámina de cobre del sustrato
Tan	0	Pérdidas tangenciales del dieléctrico
Rough		Rugosidad del material

Para el caso de la definición de la fuente de alimentación, los parámetros que se requieren, para que funcione apropiadamente en el programa de simulación, son los que se especifican en la tabla 4.4.



Tabla 4.4 Parámetros correspondientes a la fuente de alimentación.

Parámetro	Valor	Descripción
Vlow	0 V.	Tensión eléctrica inicial
Vhigh	1 V.	Máximo Valor de la tensión eléctrica
Rate	5 GHz.	Tasa de flujo de datos
Rise	50 ps	Tiempo de subida de los pulsos
Fall	50 ps.	Tiempo de bajada de los pulsos
Delay	0	Retardo en el inicio de la señal de excitación
BitSeq	11010100011	Secuencia de transferencia de los bit

El segmento de la línea de transmisión de la microcinta, por donde circula la señal de excitación tiene un ancho (W) de 2.8mm y una longitud de 15mm. De estos parámetros, el más importante es el correspondiente al ancho de la pista que conduce la señal de información ya que con éste y con dato del grosor del material dieléctrico se determina el valor de la impedancia de la misma, en este caso con esos valores se obtiene una impedancia teórica de 50Ohms.

Para poder obtener un diagrama de ojo en el programa comercial ADS es necesario respetar las ecuaciones preestablecidas en él, la ecuación utilizada en el circuito MLINE tiene como sintaxis **y = eye (data, symbolRate, Cycles, Delay)**, en la tabla 4.5, se describen las características de cada parámetro de la ecuación.



Tabla 4.5 Parámetros de la ecuación de un diagrama de ojo

NOMBRE	DESCRIPCION	INTER-VALO	TIPO	VALOR POR DEFECTO	REQUERIDO
DATA	Dato numérico ó forma de onda en el dominio del tiempo	$(-\infty, \infty)$	Dependiente: Real Independiente: Entero, Real		si
SYMBOL RATE	Frecuencia de la forma de onda	$(0, \infty)$	Real		si
CYCLES	Numero de ciclos a repetir	$(1, \infty)$	Entero	1	no
DELAY	Retraso de muestreo	$(0, \infty)$	Entero ,Real	0	no

En la *gráfica 4.6*, se muestra la respuesta del circuito de la pista de una microcinta ideal, observándose su comportamiento en la frecuencia de 5GHz, se tiene una favorable apertura del ojo indicando que la señal es íntegra, pues la amplitud del ojo está en su máximo obteniendo tiempos de subida y bajada iguales. Se muestra un pequeño rebote, pero este no afecta la señal ya que es mínimo, obteniéndose cinco volts como voltaje máximo en su salida. En la misma gráfica se muestra la ecuación que se utilizó para su simulación, el formato que se utiliza es el siguiente: “Vout” se refiere a la variable donde se desea mostrar el diagrama de ojo, los 5GHz (5e9) se refieren a la frecuencia a la que se están enviando los datos y finalmente el número dos, significa el número de ciclos que se quieren observar.

$$\text{Eqn } Y = \text{eye}(V_{out}, 5e9, 2)$$

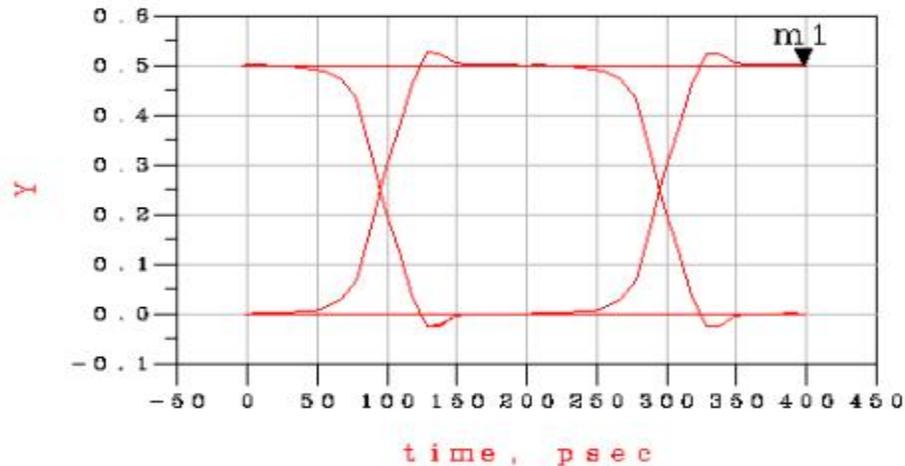


Figura 4.6 Diagrama de ojo de una línea de microcinta ideal.

En la gráfica de la *figura 4.6*, se muestra el resultado que se obtuvo, correspondiente al diagrama de ojo de la respuesta de una microcinta (*figura 4.5*), acoplada a 50Ohms, tanto en la carga, como con el generador, lo que se puede observar en ésta gráfica es una buena apertura del ojo sin rastros de jitter, lo que implica que responde apropiadamente hasta ésta frecuencia (5GHz).

Ya obtenidos los valores de los parámetros *rlgc* se realizó la simulación del circuito eléctrico equivalente de la línea de la microcinta usando la topología que se mostró en la *figura 4.1*, utilizando el valor de N igual a 6.

Como se muestra en el circuito de la *figura 4.7*, para excitar el circuito se propone una fuente tipo PRBS (pseudorandom bit sequence), la cual se explicó en la sección 4.5 de este capítulo, a la fuente se le proporcionaron los siguientes parámetros: una señal digital de 5 volts de amplitud con un tasa de transferencia de datos de 5GigaHertz con tiempos de subida y

bajada con un valor de 50ps cada uno, y con una secuencia de bits asignada por el usuario, de forma aleatoria.

4.5 Simulación del circuito eléctrico equivalente de la línea de alimentación de la microcinta del filtro EBG híbrido propuesto

Una vez que se hicieron simulaciones de la obtención del diagrama de ojo utilizando una la línea de una microcinta ideal (utilizando el modelo que por defecto incluye el programa ADS), se procedió a llevar a cabo las mismas pero considerando el circuito eléctrico equivalente de la línea de excitación considerando 6 segmentos rlcg. Cabe hacer mención que los valores de los elementos del circuito son considerados constantes (parámetros constantes) en todo lo largo del mismo.

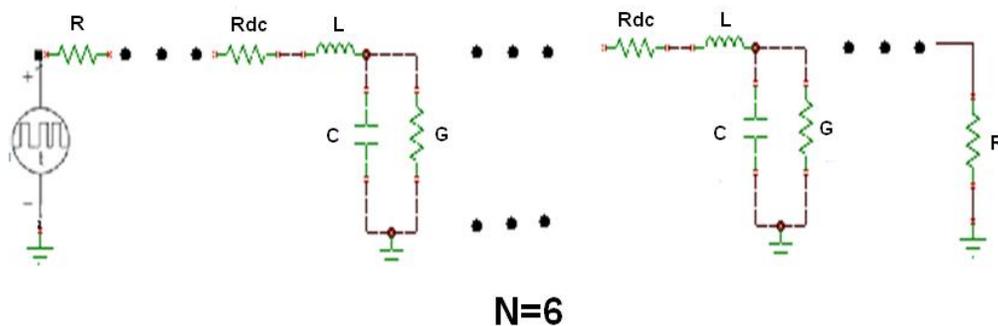


Figura 4.7 Circuito eléctrico equivalente del filtro EBG considerando seis segmentos rlcg(N= 6, número bloques rlcg).fuente propia.

Como se muestra en la *figura 4.7*, el circuito equivalente de la línea de la microcinta se acopló a 50Ω tanto en la entrada como en la salida. El diagrama de ojo que se obtuvo en la simulación se muestra a continuación en la gráfica de la *figura 4.8*.

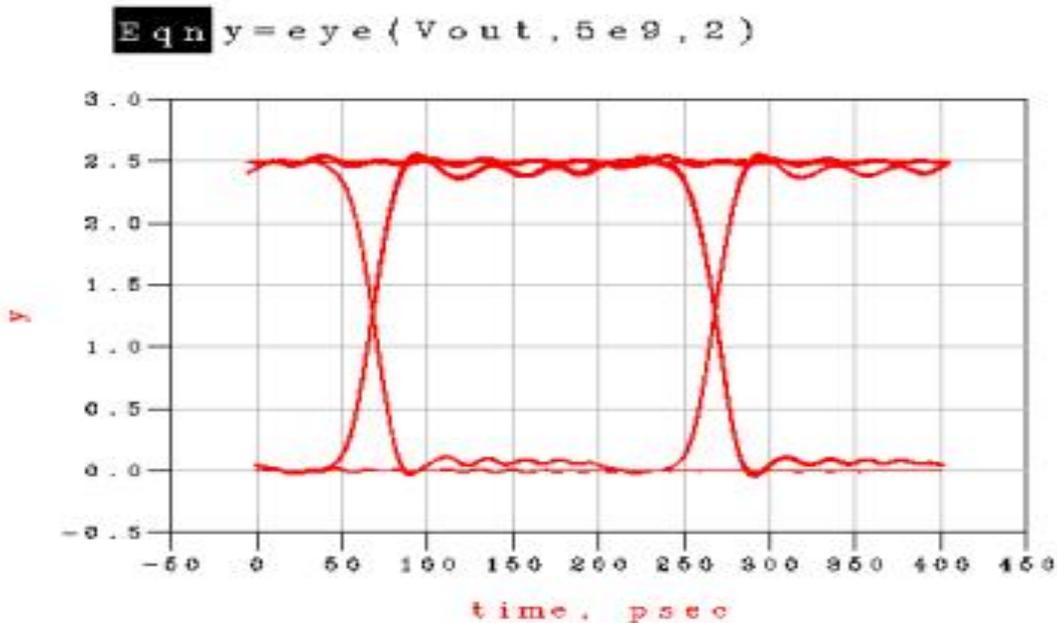


Figura 4.8 Patrón de ojo correspondiente al circuito eléctrico equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlgc.

En la gráfica de la *figura 4.8*, se observa un patrón de ojo con poca distorsión en los niveles altos y bajos de la señales digitales y sin jitter, voltaje de entrada que se aplicó, como se mencionó anteriormente, fue de 5 volts, pero debido a las resistencias de entrada y salida se obtiene un voltaje a la salida de 2.5 volts pues se produce un divisor de voltaje.

Posteriormente se realizaron pruebas con el circuito equivalente del filtro EBG híbrido, desacoplando su entrada y su salida, el resultado que se obtuvo, fue una forma de onda en la cual no se pueden apreciar los tiempos de subida y bajada.

Se puede decir que solo existe ruido, como se puede apreciar en la gráfica de la *figura 4.9*.

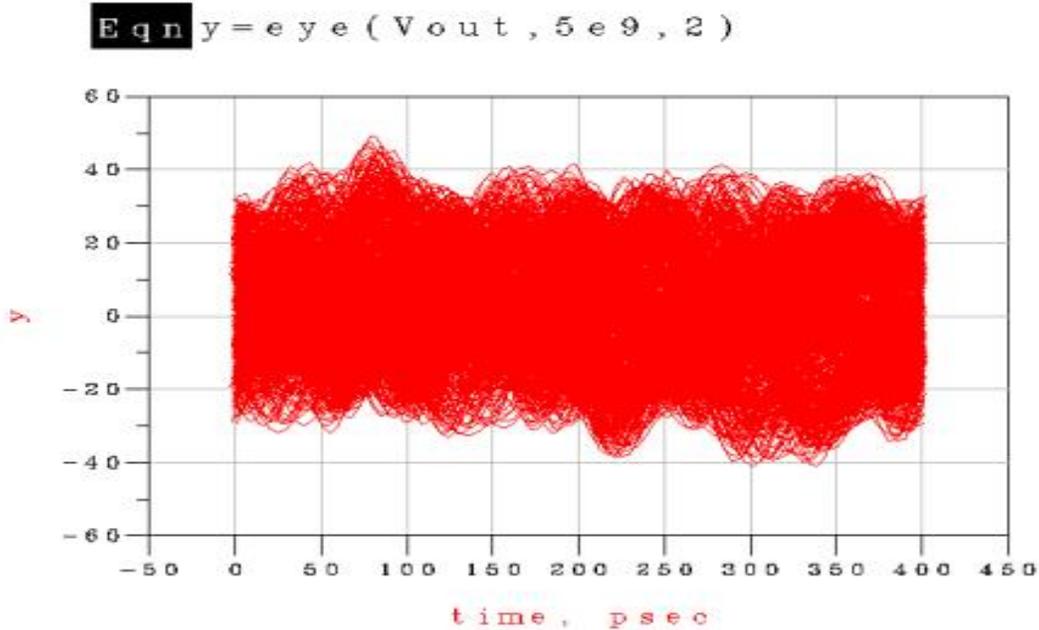


Figura 4.9 Diagrama de ojo afectado por el desacople de impedancia en la entrada y salida del circuito equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlgc.

En la gráfica de la *figura 4.10*, se muestra el diagrama de ojo de una simulación donde se desacopló la entrada y mantuvo el acoplamiento en la salida del circuito, como puede observarse se obtuvo una buena apertura vertical del ojo, mostrando pequeños rebotes (ISI), se nota que también es afectada la apertura vertical del ojo, así como sus tiempos de subida y bajada.

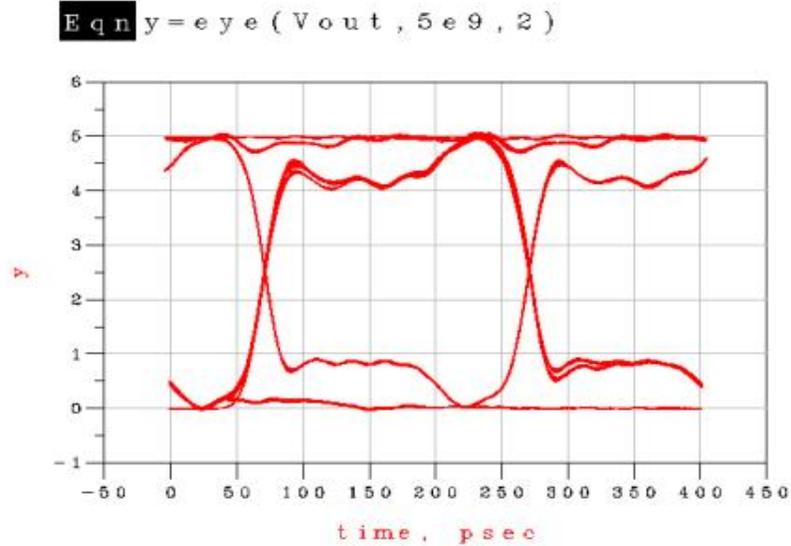


Figura 4.10 Patrón de ojo con ISI por desacople de impedancia en la entrada del circuito equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlgc.

Finalmente se simuló el circuito equivalente considerando la salida desacoplada y la entrada acoplada, en la gráfica de la *figura 4.11*, se muestra el patrón de ojo resultante el cual presenta interferencia intersimbólica (ISI) debido a su falta de acoplamiento.

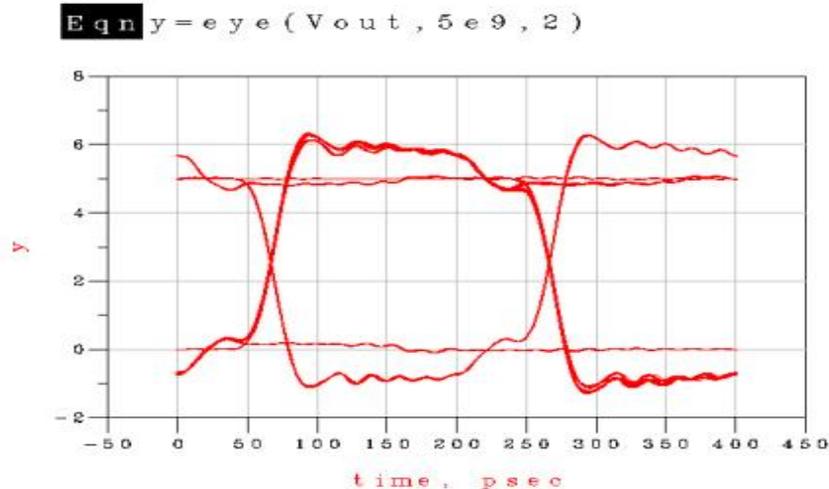


Figura 4.11 Patrón de ojo con ISI por desacople de impedancia en la salida del circuito equivalente de la línea de la microcinta con 6 segmentos rlgc.

4.6 Simulación del circuito equivalente de la línea de la microcinta variando su tasa de transferencia en la fuente de excitación.

Con las simulaciones llevadas a cabo, se puede ver que es necesario que tanto la entrada como la salida del circuito, deberán estar perfectamente acopladas, sino el efecto del desacoplamiento en ambas etapas o en alguna de ellas se verá reflejado en la gráfica del diagrama de ojo. Posteriormente se llevaron a cabo más simulaciones pero esta vez variando su tasa de transferencia, con el objeto de poder encontrar la máxima respuesta del filtro ante la presencia de señales digitales, tomando en cuenta que estas simulaciones son del circuito equivalente de la línea de la microcinta. En el circuito equivalente, a la fuente se le fue variando la tasa de transferencia de datos de 1 hasta 20GHz, en las siguientes gráficas de diagrama de ojo se van mostrando las diferencias que existen, al ir aumentando la tasa de transferencia de datos.

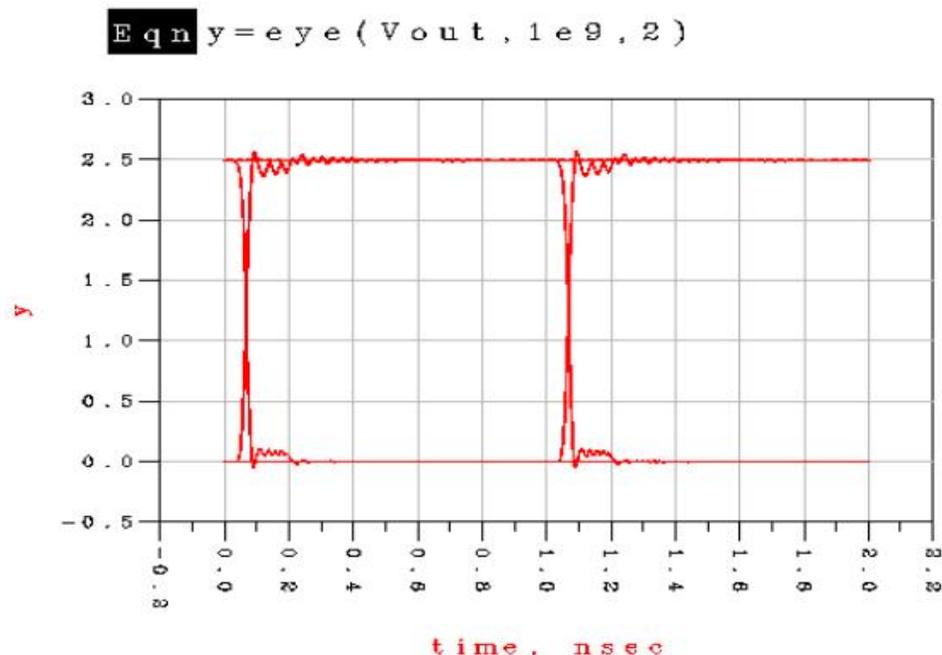


Figura 4.12 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 1GHz.

En la *gráfica 4.12*, a la fuente PBRs se le inyectó una señal de 5 volts con tiempos de subida y de bajada de 30ps con una tasa de transferencia de 1GHz, como se puede ver el diagrama de ojo tiene una excelente apertura, esto nos indica que la información pasará sin ningún inconveniente a través de la línea de alimentación, llegando al receptor con buena integridad.

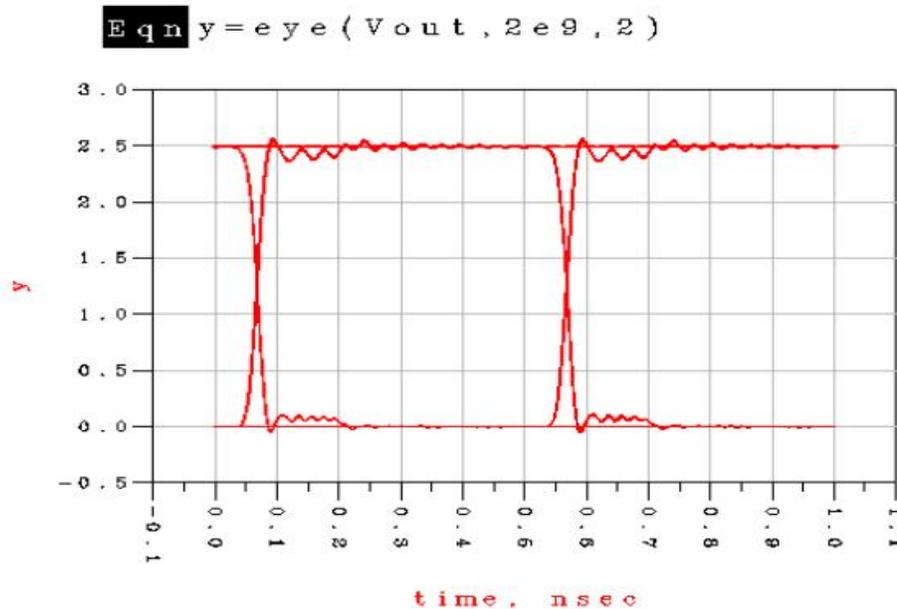


Figura 4.13 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 2GHz.

En la *gráfica 4.13* al igual que en la *gráfica 4.12* se tuvieron los mismo valores de voltaje y tasa de transferencia, su comportamiento es parecido al de 1GHz, se tiene buen margen de ruido, presenta un nivel muy bajo de ISI, este sin afectar la información transmitida pues la apertura máxima del ojo está libre de señales ajenas a ella.

A continuación en las gráficas de las *figuras 4.14* a la *4.22* se muestran las respuestas del circuito equivalente de la línea de la microcinta, con tiempos de subida y de bajada de 50picosegundos, con una voltaje de 5 volts, estas graficas nos permiten observar el comportamiento de la misma al

proporcionarle señales digitales con una tasa de transferencia de datos de 3GHz hasta 12GHz, respectivamente, como se puede ver se obtuvo un patrón de ojo en varias frecuencias, donde se observa que en todos los casos se tiene una buena apertura vertical y horizontal, no existe ninguna interferencia ajena que pudiera dañar la recepción de los datos transmitidos.

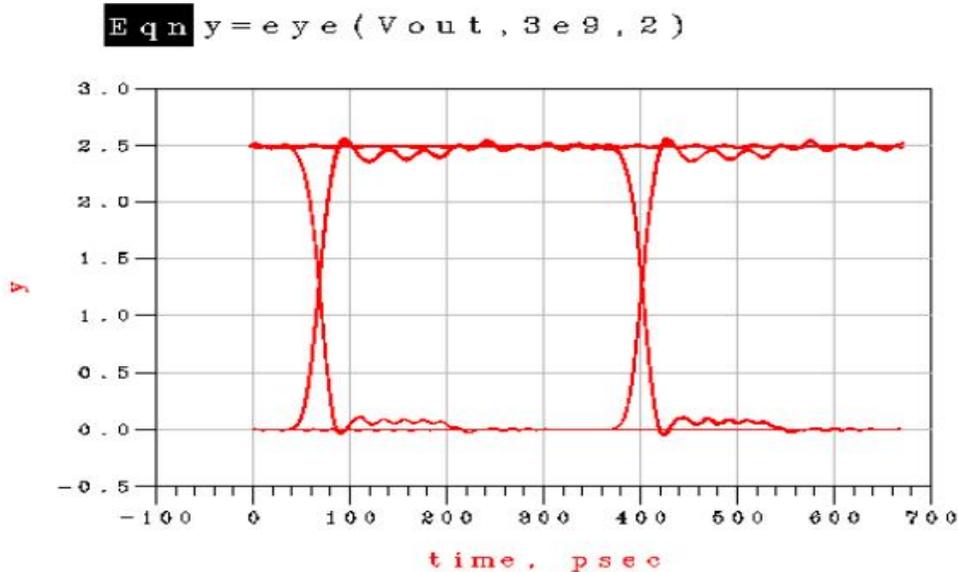


Figura 4.14 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 3GHz.

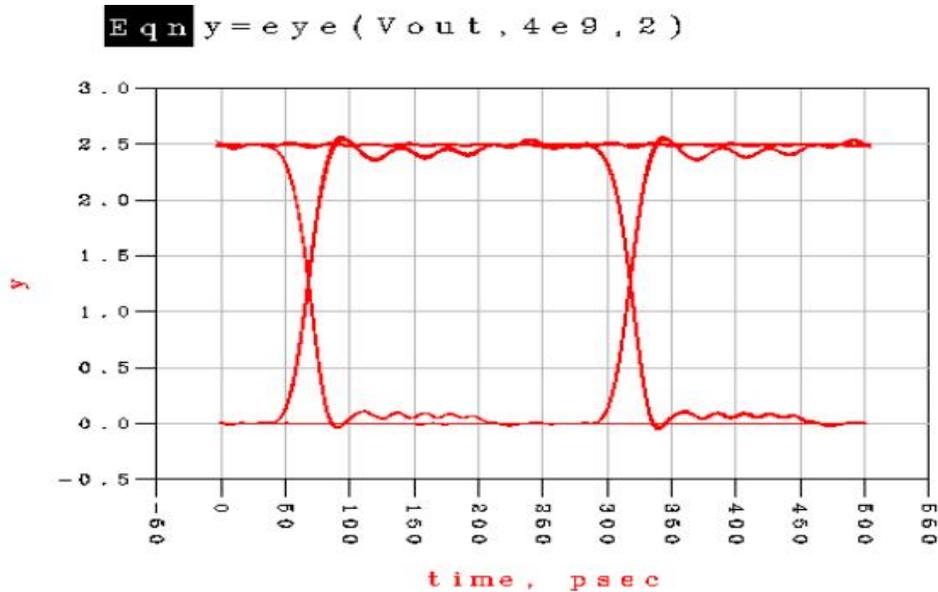


Figura 4.15 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 4GHz.

$$\text{Eqn } y = \text{eye}(V_{out}, 5e9, 2)$$

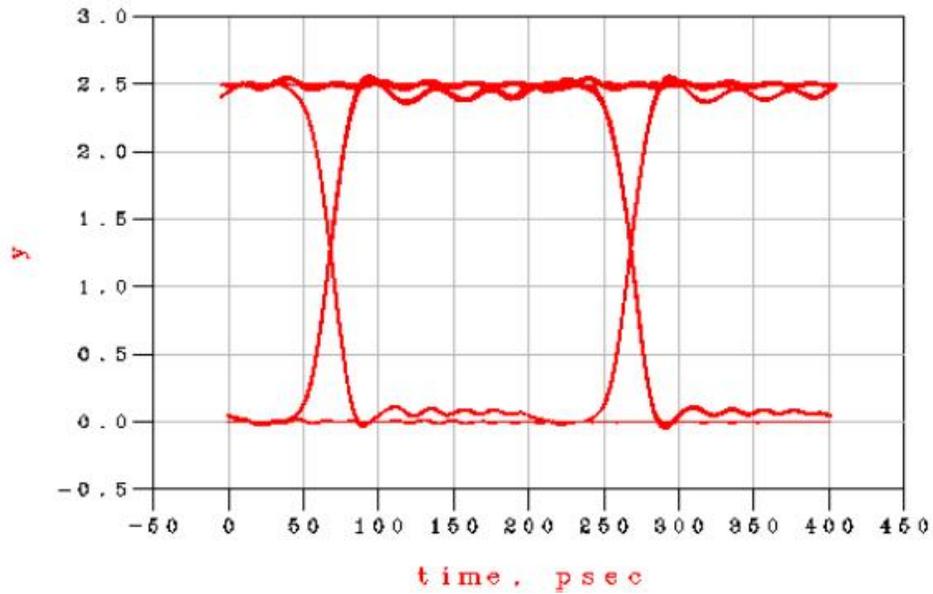


Figura 4.16 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 5GHz.

$$\text{Eqn } y = \text{eye}(V_{out}, 6e9, 2)$$

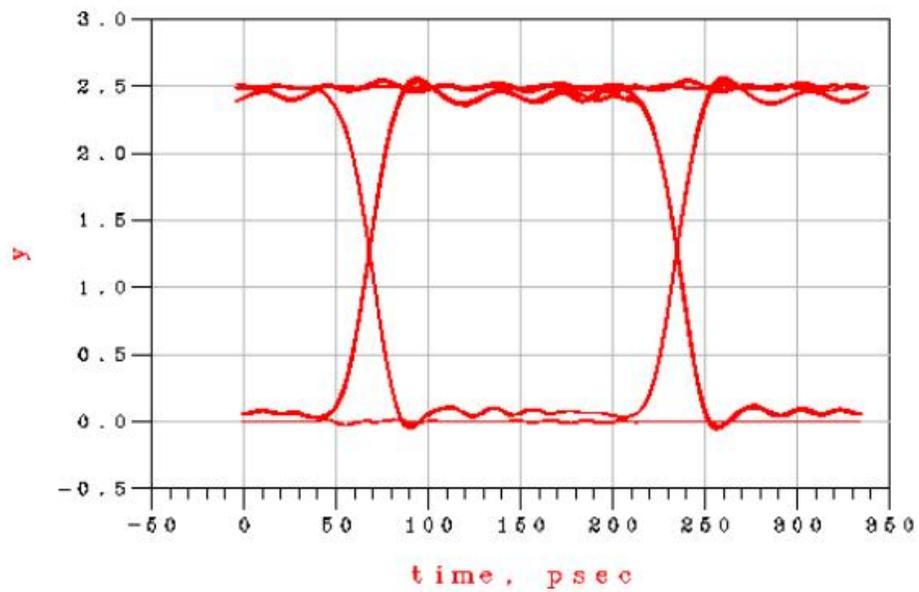


Figura 4.17 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 6GHz.

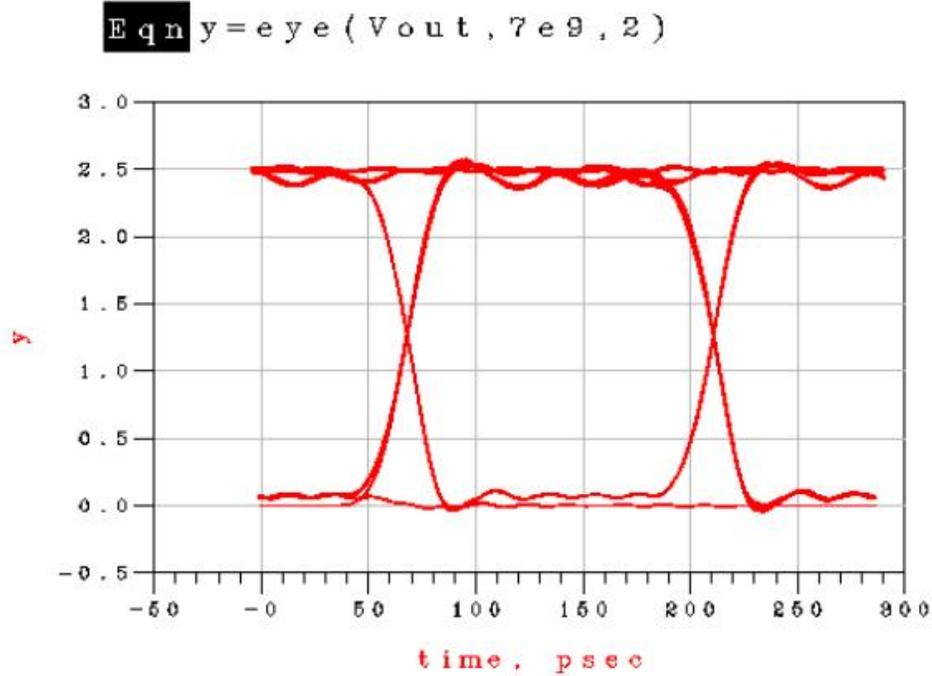


Figura 4.18 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 7GHz.

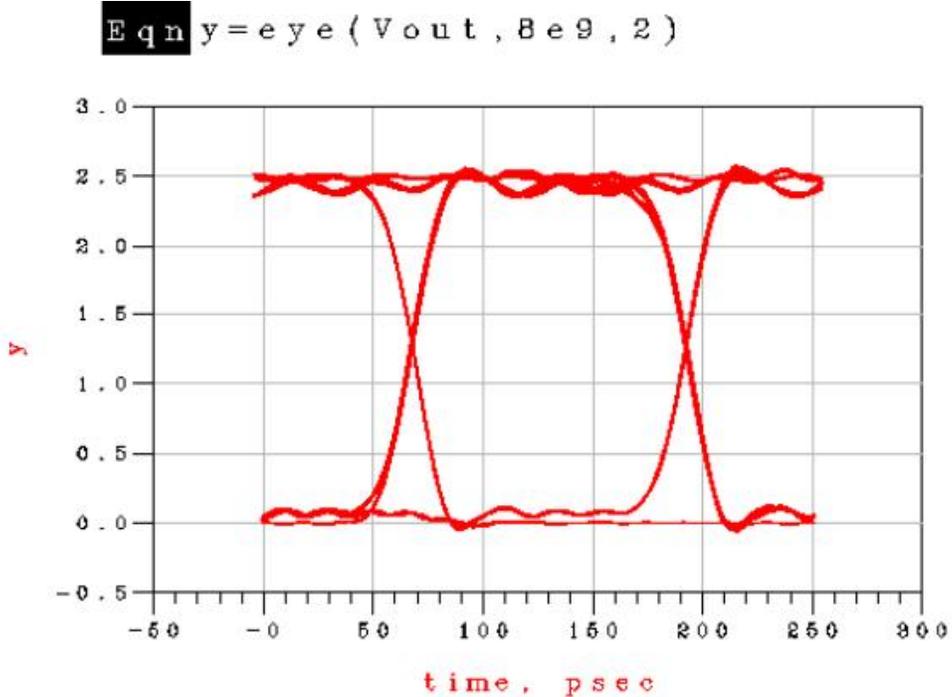


Figura 4.19 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 8GHz.

Eqn $y = \text{eye}(\text{Vout}, 9\text{e}9, 2)$

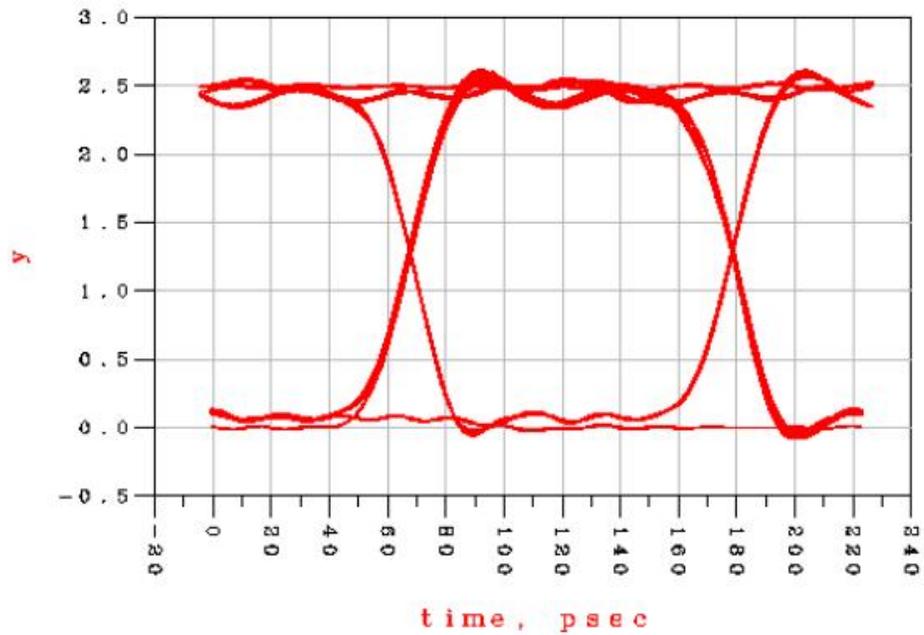


Figura 4.20 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 9GHz.

Eqn $y = \text{eye}(\text{Vout}, 10\text{e}9, 2)$

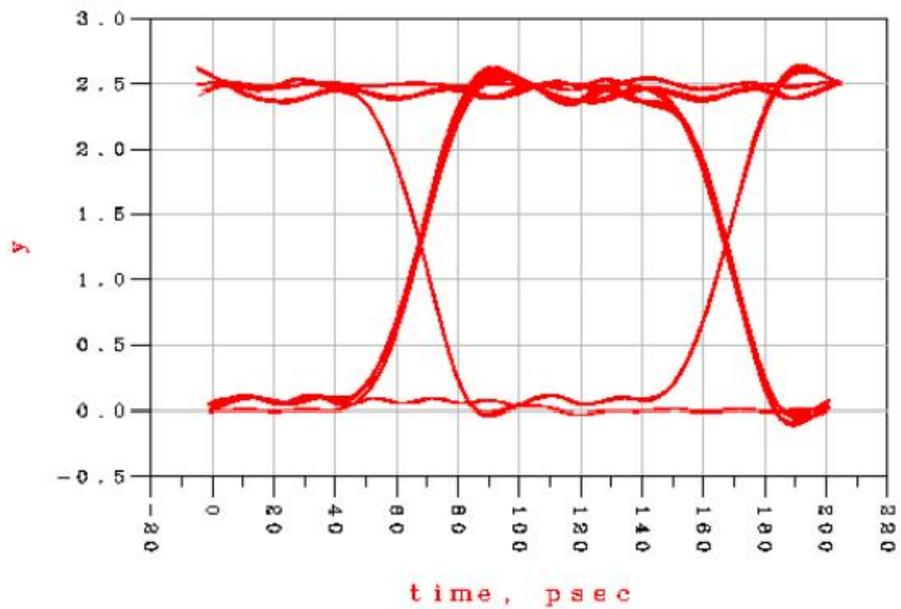


Figura 4.21 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 10GHz.

```
Eqn y=eye(Vout,11e9,2)
```

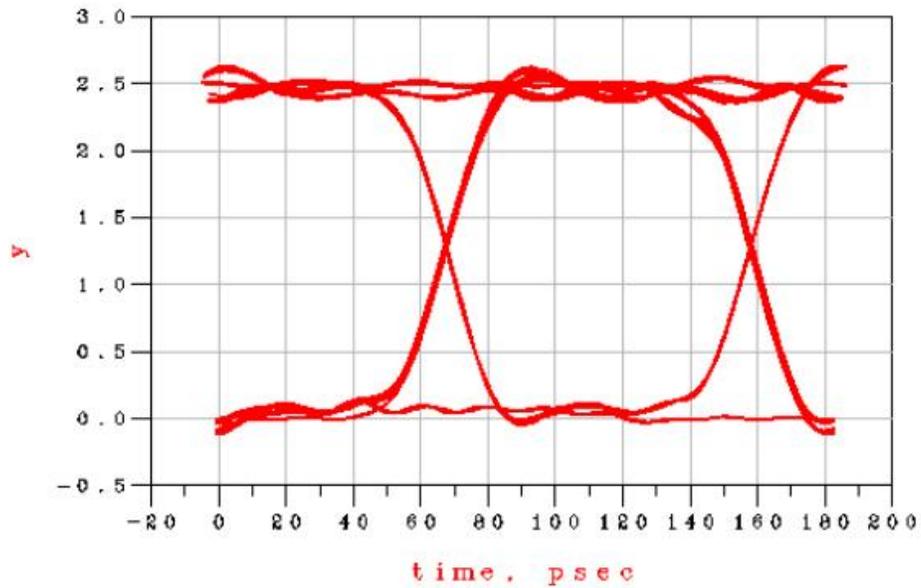


Figura 4.22 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 11GHz.

```
Eqn y=eye(Vout,12e9,2)
```

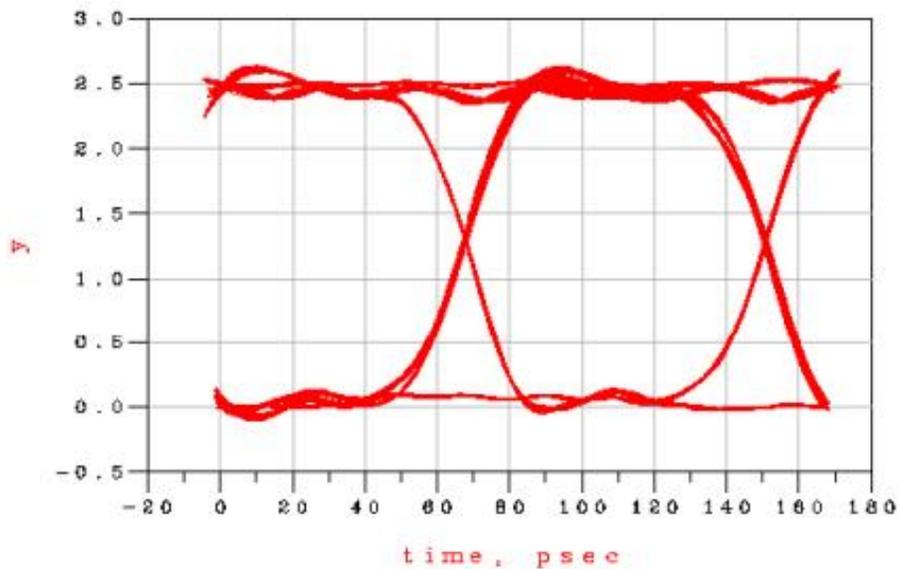


Figura 4.23 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 12GHz.



Conforme se va aumentando la velocidad de los datos, el patrón de ojo va mostrando deformaciones, se empieza a notar la presencia de interferencia entre símbolos, ésta no tiene un valor grande, así que sigue sin existir una tasa alta de errores, pues esta interferencia no hace que se cierre el ojo, pudiendo todavía hasta 12GHz, ser confiable para recibir la información de manera íntegra. El jitter que se alcanza a observar tampoco es considerable para poder afectar la señal enviada.

A continuación en las gráficas de las *figuras 4.24 a la 4.31*, se muestran las respuestas del circuito equivalente de la microcinta, al proporcionarle señales digitales con una tasa de transferencia de datos de 13GHz hasta 20GHz.

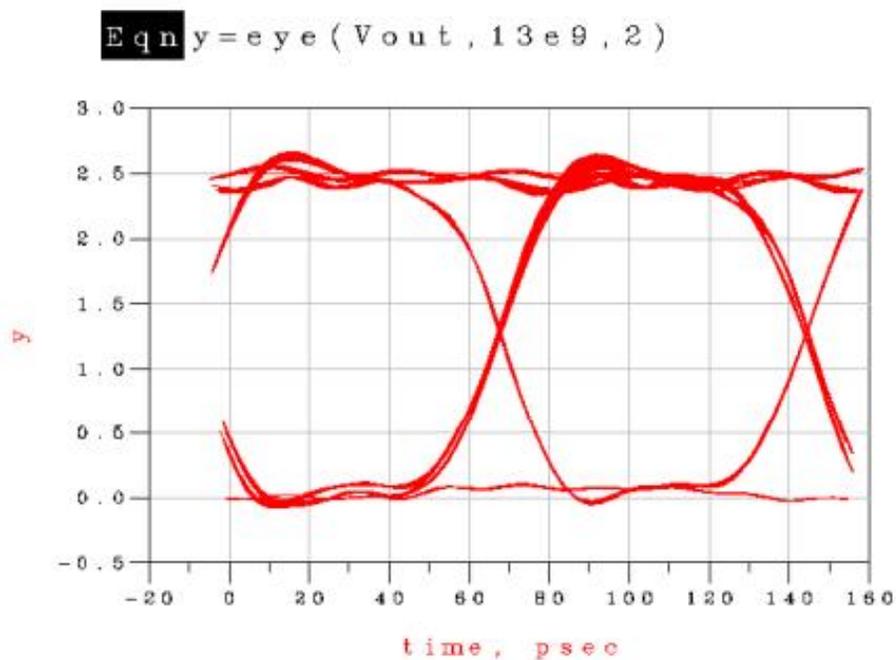


Figura 4.24 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 13GHz.

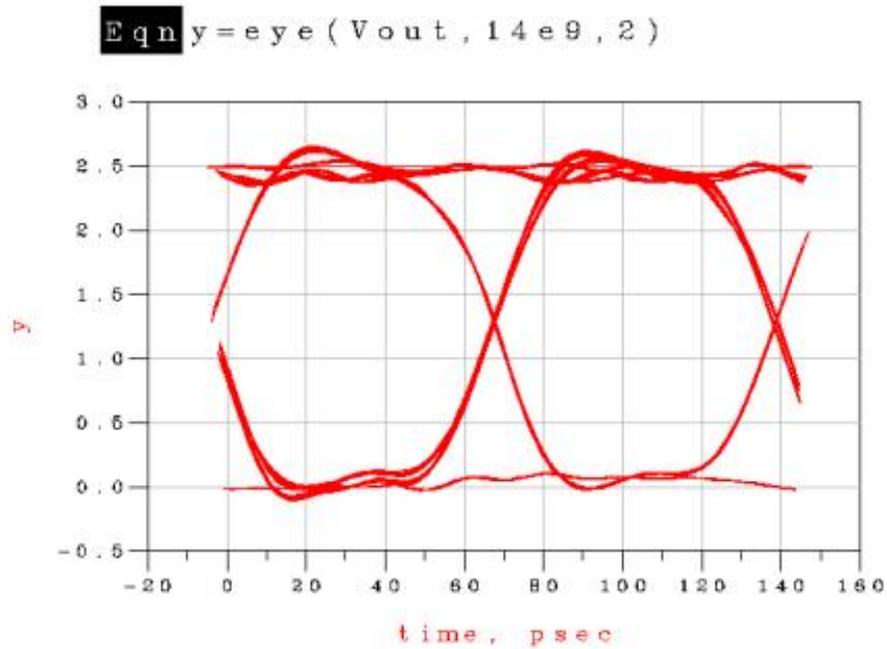


Figura 4.25 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 14GHz.

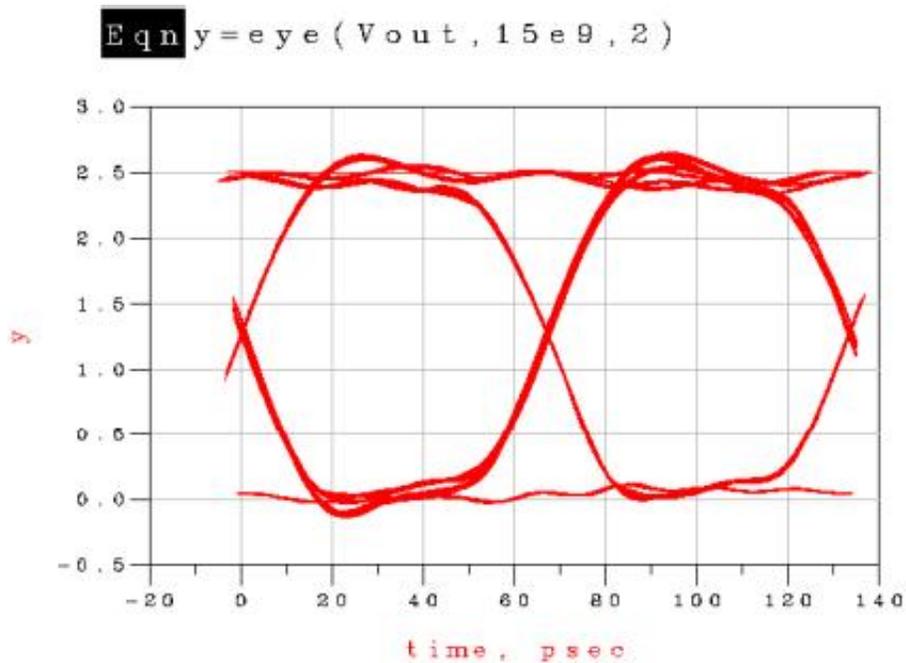


Figura 4.26 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 15GHz.

```
Eqn y=eye(Vout,16e9,2)
```

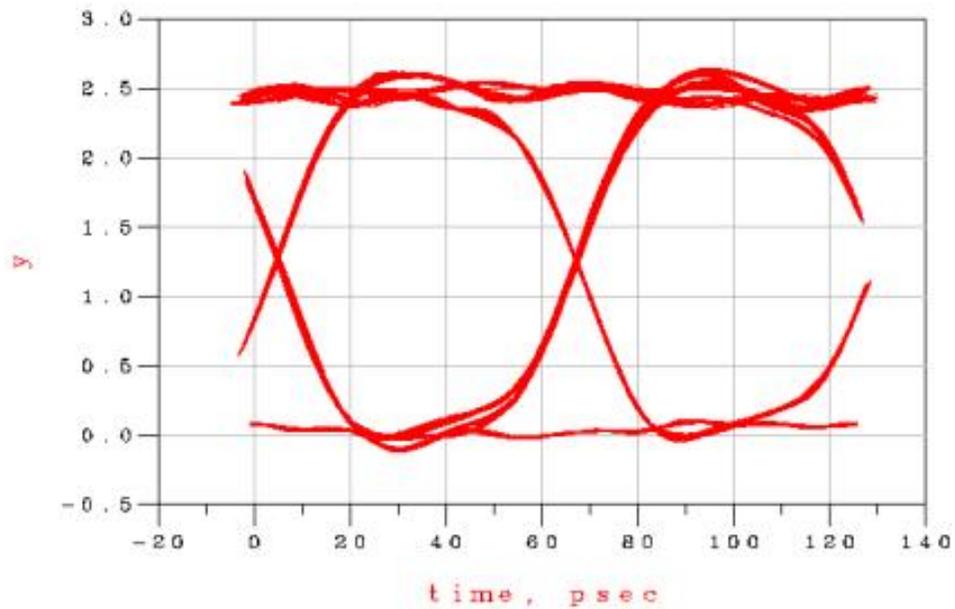


Figura 4.27 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 16GHz.

```
Eqn y=eye(Vout,17e9,2)
```

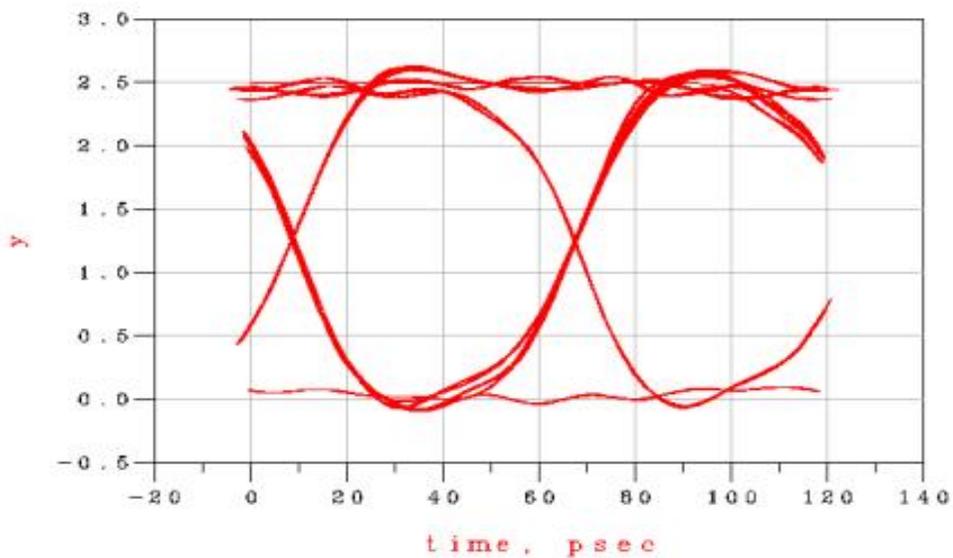


Figura 4.28 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 17GHz.

```
Eqn y=eye(Vout,18e9,2)
```

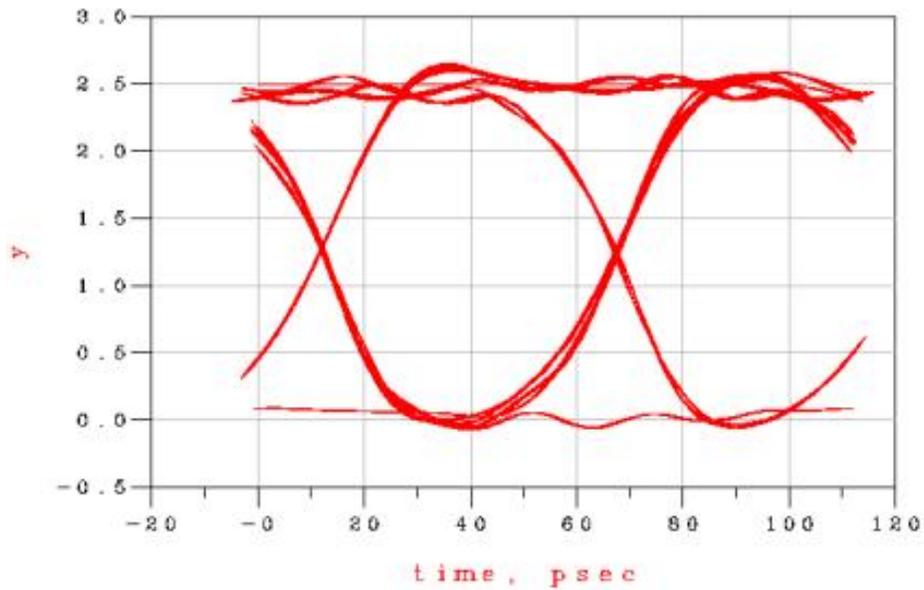


Figura 4.29 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 18GHz.

```
Eqn y=eye(Vout,19e9,2)
```

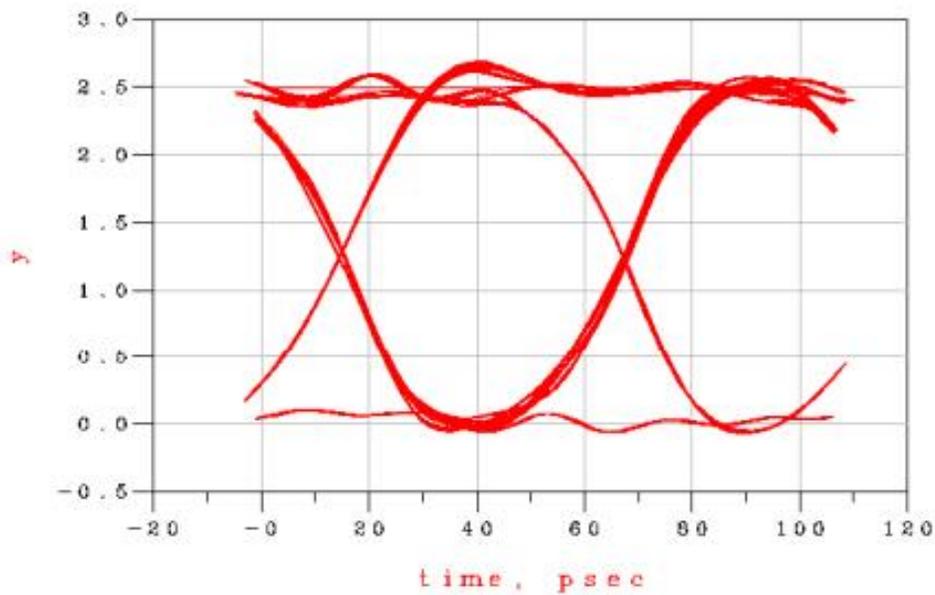


Figura 4.30 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 19GHz.

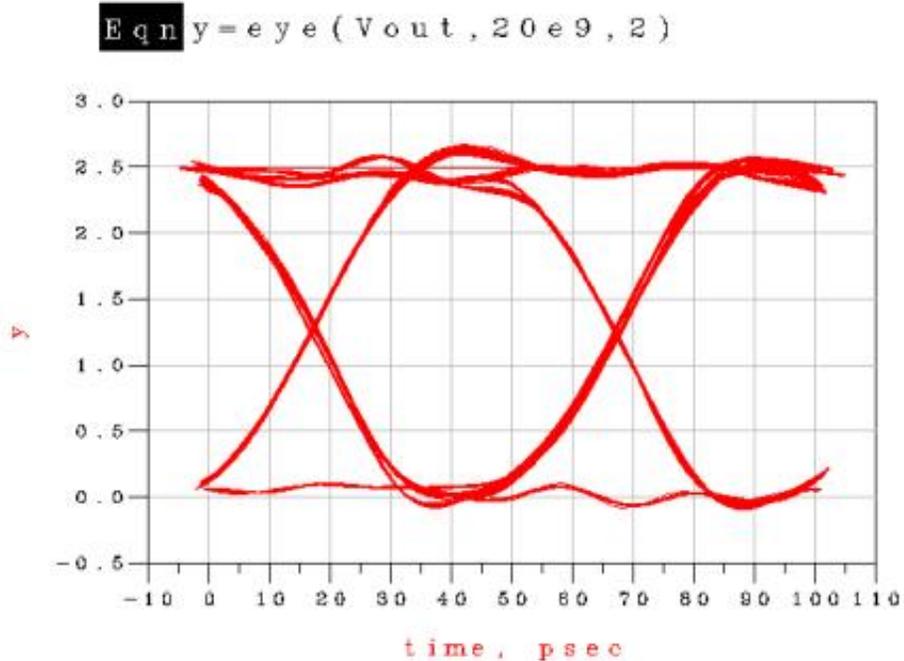


Figura 4.31 Diagrama de ojo obtenido con una tasa de transferencia de 20GHz.

Finalmente en la gráfica 4.31 se observa el comportamiento de la microcinta al suministrarle una tasa de transferencia de 20GHz, en ella se alcanza a apreciar que los tiempos de subida y de bajada comienzan a tener variaciones, denotando ruido de fase o también llamado jitter, ocasionando el cierre del ojo, la interferencia entre símbolos que ha logrado que la apertura vertical del ojo se vea afectada, indicando que tendrá más sensibilidad a ruido.

Observando todas las gráficas anteriores en las que se modificó la tasa de transferencia se puede concluir que la tasa de transferencia máxima aceptable será de 5GHz ya que conforme aumenta después de este valor, comienzan a notarse más detalles en el diagrama de ojo que afectan la señal transmitida través del filtro.

Una vez que se llevaron a cabo las simulaciones correspondientes a la línea de la microcinta, la cual nos ayudo a obtener las condiciones más optimas, se procedió a llevar a cabo la simulación del circuito eléctrico equivalente del filtro tipo EBG híbrido, el cual se muestra a continuación en la *figura 4.32*. Para mejor visualización ver apéndice [A].

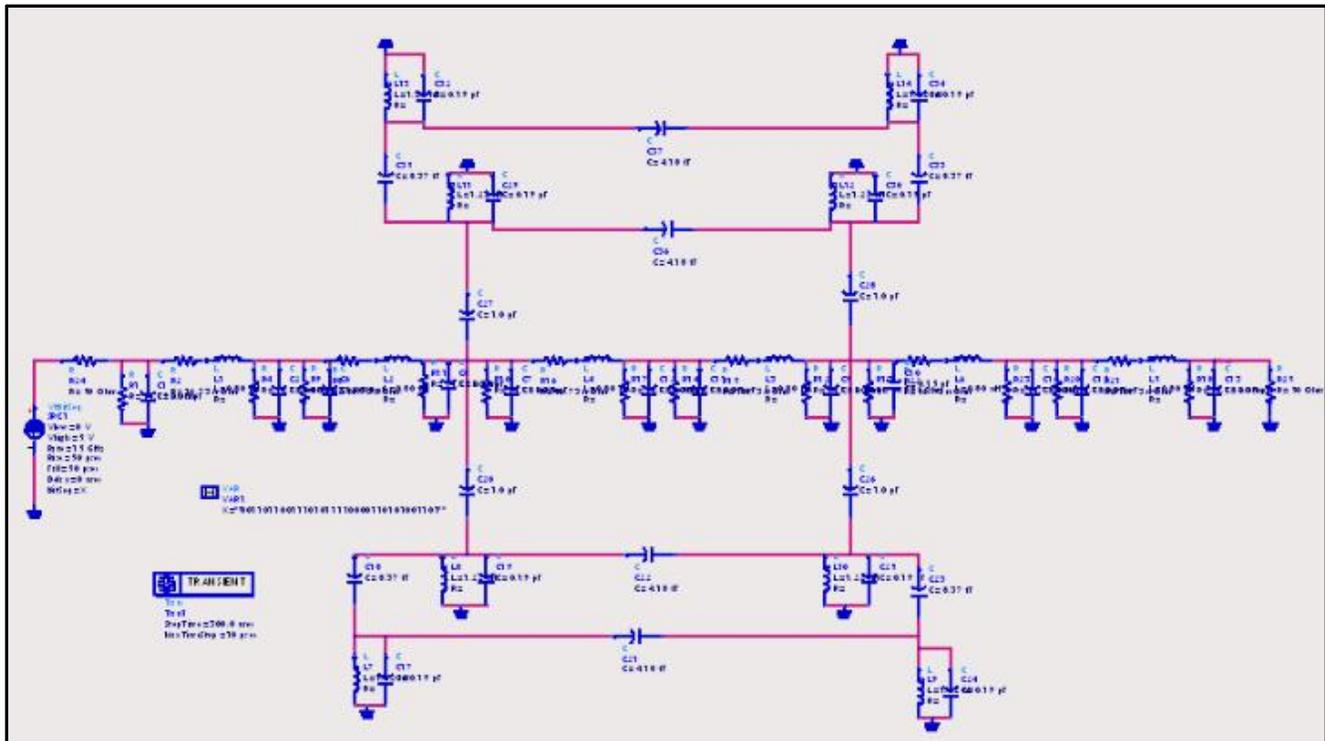


Figura 4.32 Diagrama eléctrico equivalente del filtro tipo EBG híbrido propuesto.

Para poder seguir con el estudio del filtro EBG híbrido propuesto se realizaron simulaciones variando su tasa de transferencia, como en el caso de la microcinta, pero esta vez tomando en cuenta su frecuencia de corte mostrada en la *figura 3.10* del capítulo anterior, en esta gráfica se mostró una frecuencia de corte de 3.13GHz. El circuito equivalente del filtro tipo EBG híbrido se alimenta de la misma fuente que se utilizó en el circuito

eléctrico equivalente de la microcinta, proporcionándole la fuente tipo NRZ de 5 volts, con tiempos de subida y bajada de 195picosegundos, también se debe recordar que se colocó el acoplamiento de 50Ω en la fuente y en la carga del mismo, el cual provoca un divisor de tensión en su respuesta de salida. En las siguientes figuras se observan los diagramas de ojo obtenidos para distintas tasas de transmisión. Es importante destacar, que se utilizaron altas tasas de transmisión, en el orden de los Gbits, con la finalidad de modelar como se comportaría un receptor diseñado para trabajar hasta dicha tasa, empezando con 500MHz seguidos de 1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14 y 15GHz , ésto para coincidir con las mismas frecuencias de barrido que se mostró en la gráfica 3.11.

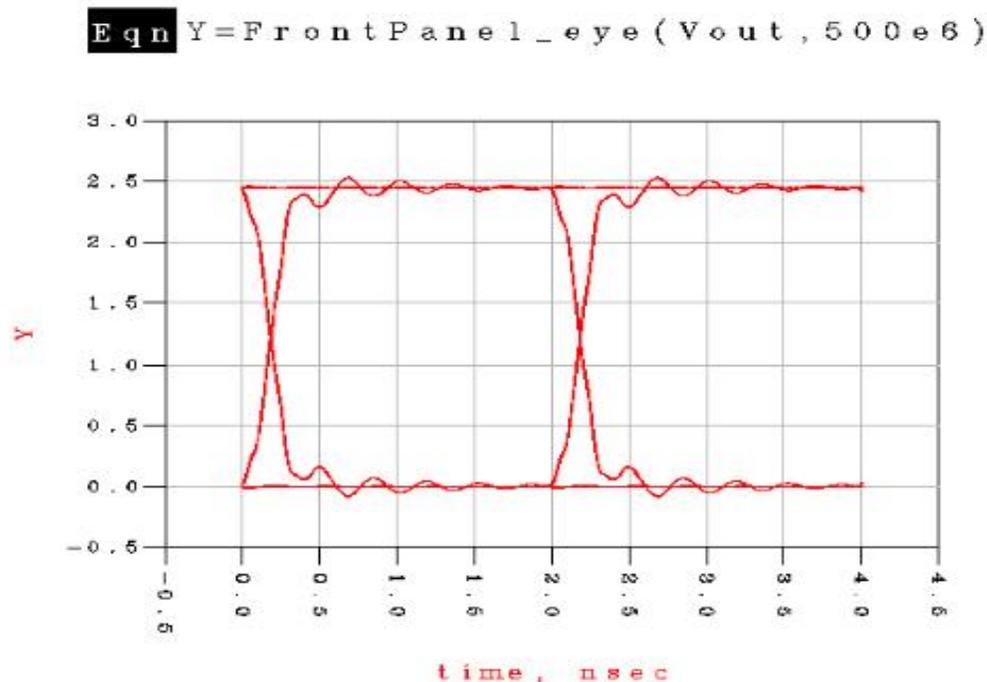


Figura 4.33 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 0.5GHz.

En la gráfica 4.33, se puede ver que a una tasa de transferencia de 500MHz se tiene una apertura máxima vertical del ojo manteniéndose a lo largo del periodo de bit en 2.65 volts, indicando que la información transmitida llega de forma íntegra al receptor, existe una pequeña interferencia intersimbólica (ISI), pero sin señales ajenas mayores que puedan comprometer la señal, concluyéndose que a esta frecuencia, el filtro tipo EBG trabajaría, sin ningún problema obteniéndose a la salida una señal libre de ruido.

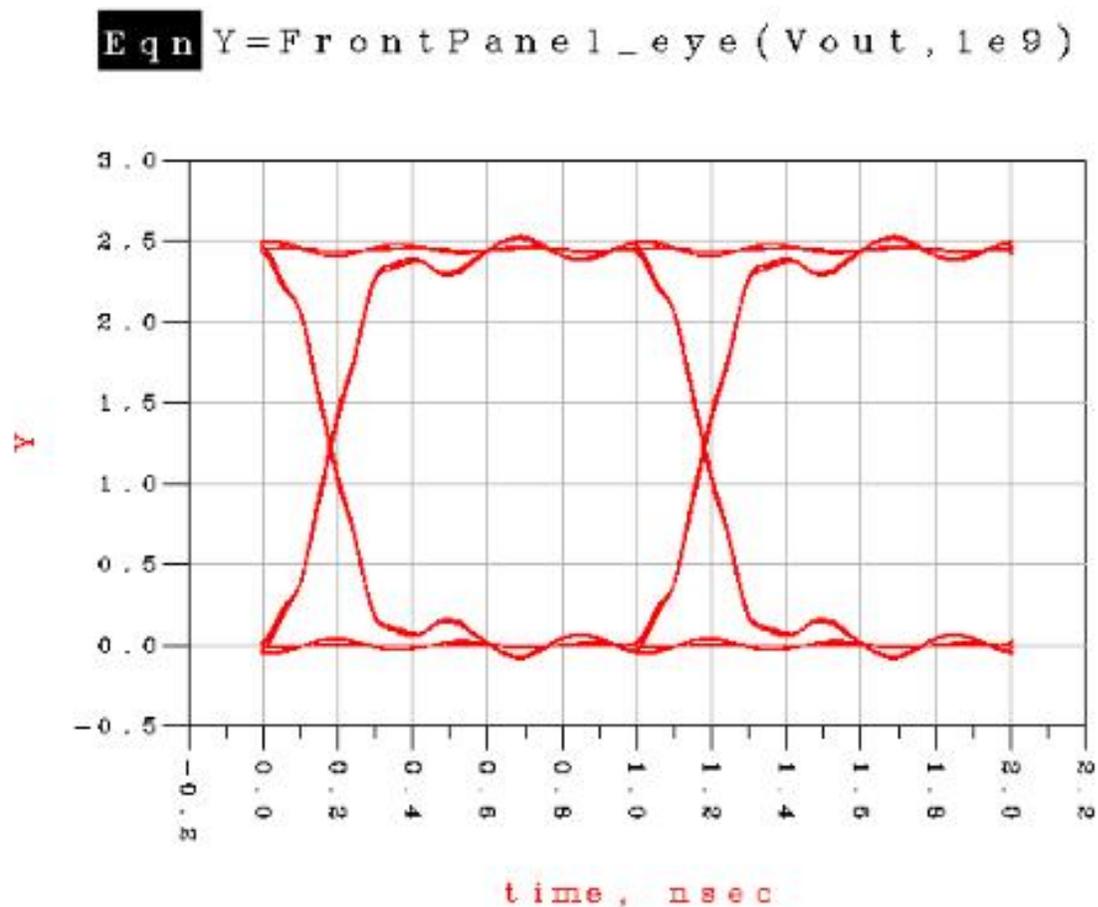


Figura 4.34 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 1GHz.

La respuesta del filtro tipo EBG híbrido se puede observar en la gráfica 4.34, que con una tasa de 1GHz, el patrón generado es aún aceptable y fácilmente un receptor puede recuperar la información, pues siguen sin existir problemas de sincronismo, existen una pequeña ISI, sin embargo, se aprecian muy bien sus cruces y la amplitud máxima del pulso.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout, 2e9)`

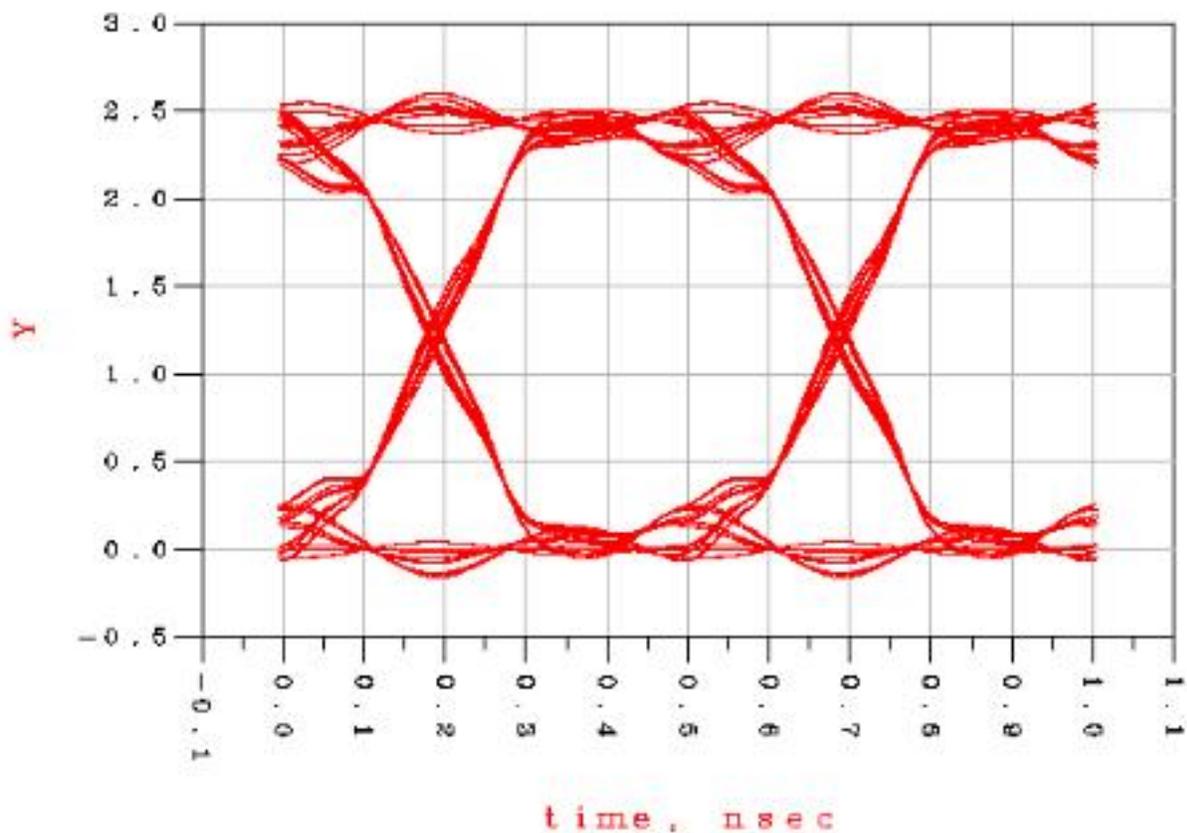


Figura 4.35 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 2GHz.

La gráfica 4.35, muestra el patrón obtenido con una tasa de transferencia de 2GHz, en ésta imagen comienzan a notarse el cierre de la apertura del ojo,



su amplitud vertical ya se ve afectada por la interferencia intersimbólica, en los cruces hay existencia de jitter, pero aun con estas características la información será bien transmitida mediante el canal, asegurando su integridad de señal en el receptor.

$$\text{Eq n } Y = \text{FrontPanel_eye}(V_{\text{out}}, 3e9)$$

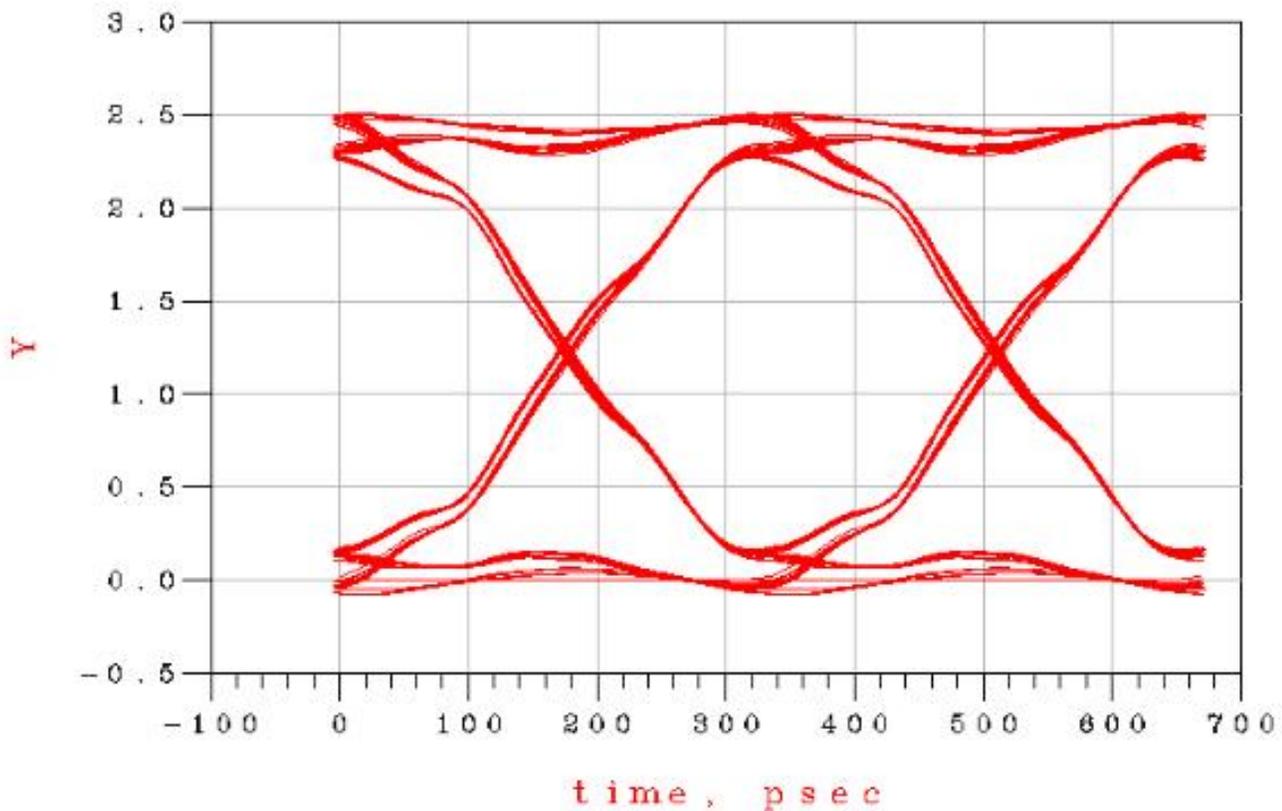


Figura 4.36 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 3GHz.

En el patrón de ojo que se muestra en la gráfica 4.36, corresponde a una tasa de transferencia de 3GHz, donde se observa la existencia de



interferencia intersimbólica, que puede provocar errores, pues empieza a notarse el cierre del ojo horizontal y verticalmente, debido a que los tiempos de subida y de bajada se incrementan y además presentan jitter. Cuando comienza a cerrarse el ojo, éste queda más expuesto a una tasa de error de bit (BER).

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout,4e9)`

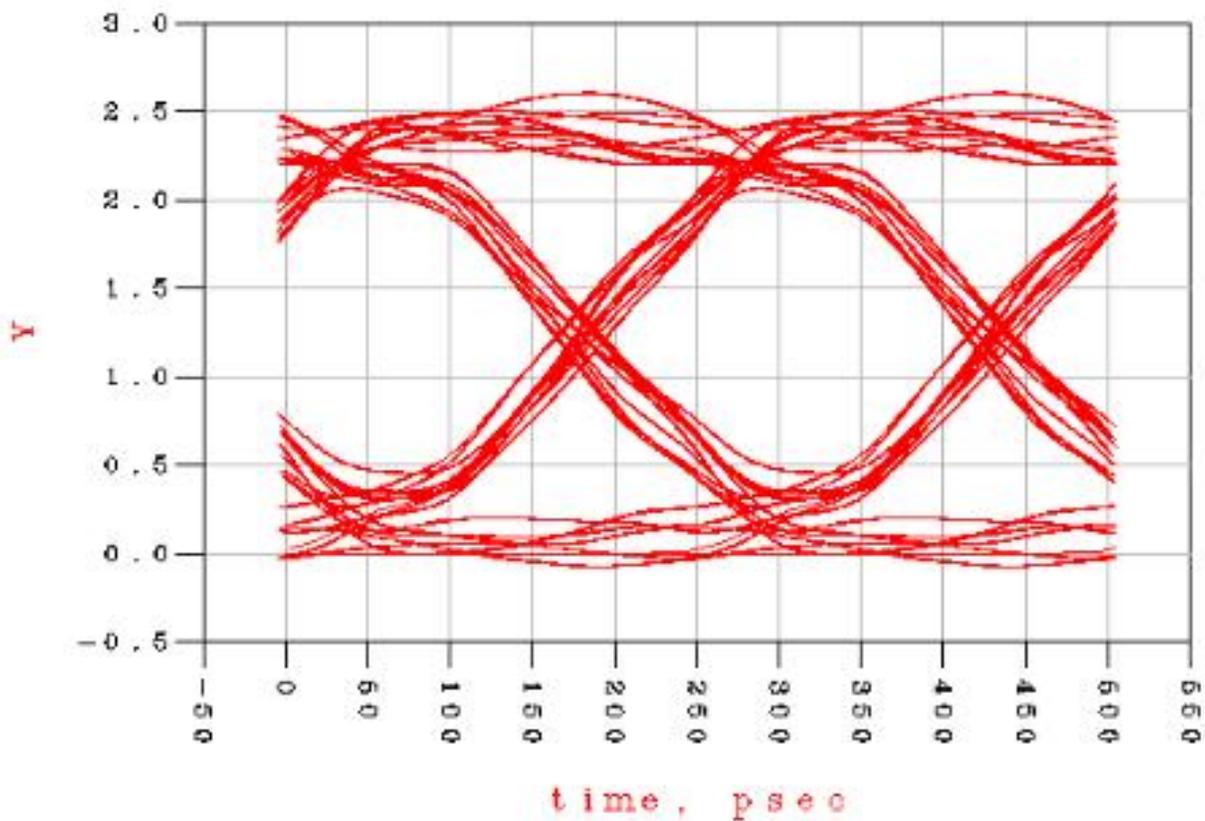


Figura 4.37 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 4GHz.



En la gráfica mostrada en la *figura 4.37*, se observa la respuesta del filtro a una tasa de 4GHz, como se puede ver el jitter y la interferencia entre símbolos está presente en todo el diagrama de ojo, lo que ocasionará una gran tasa de error, la amplitud del ojo se ve afectada por los retardos de los tiempos de subida y de bajada.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout,5e9)`

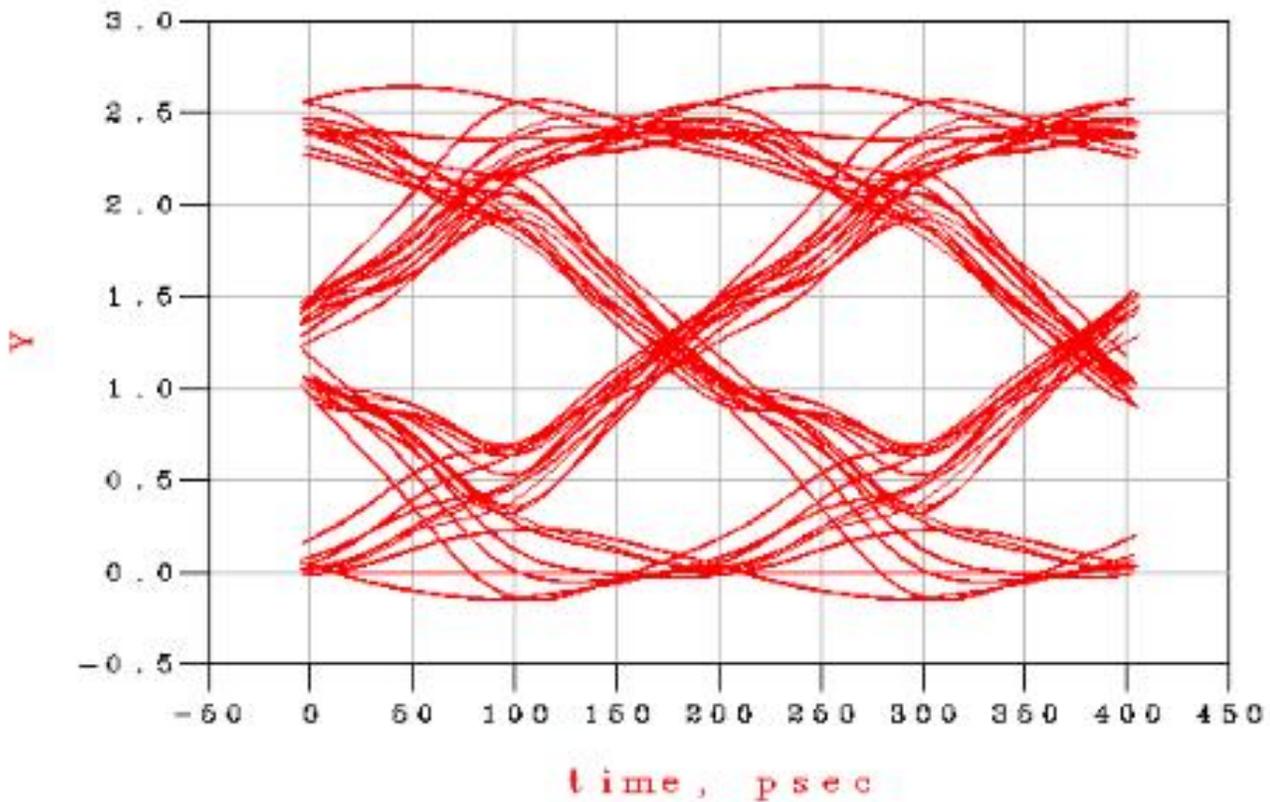


Figura 4.38 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 5GHz.

El diagrama de ojo que se muestra en la grafica de la *figura 4.38*, corresponde a una tasa de transmision de 5Gbps, como se puede ver en la figura ya es mas evidente la presencia de ISI, la abertura del ojo se ha afectado considerablemente y la amplitud de la señal presenta un máximo 2 volts comparado con la gráfica a una tasa de 1Gbps en la *figura 4.33*, el ojo se va estrechando cada vez más, lo que indica un notable deterioro de la señal transmitida, por lo que se hace cada vez más difícil la interpretación de los pulsos por parte del receptor.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout, 6e9)`

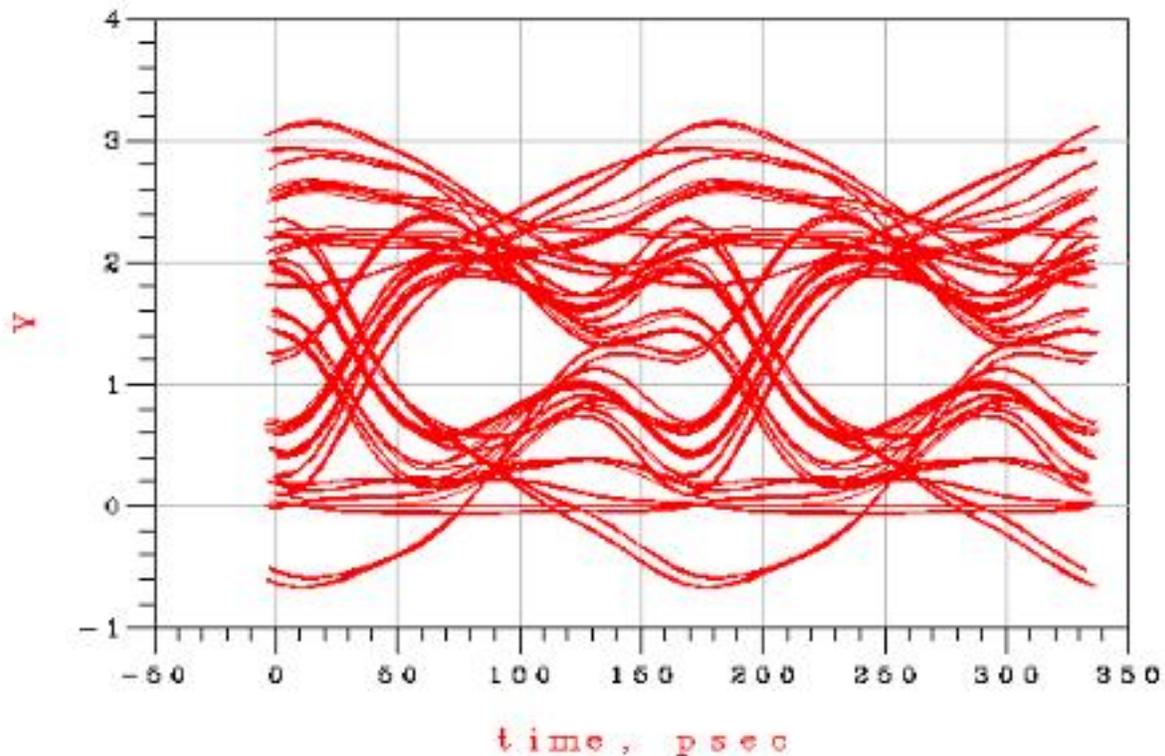


Figura 4.39 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 6GHz.

A partir de los 6GHz se ve como el diagrama de ojo se distorsiona completamente; lo que indica que la señal que está pasando a través del

filtro, está siendo bloqueada, cumpliendo así con su función de filtraje, como puede observarse en las siguientes *figuras (4.40 a 4.48)*.

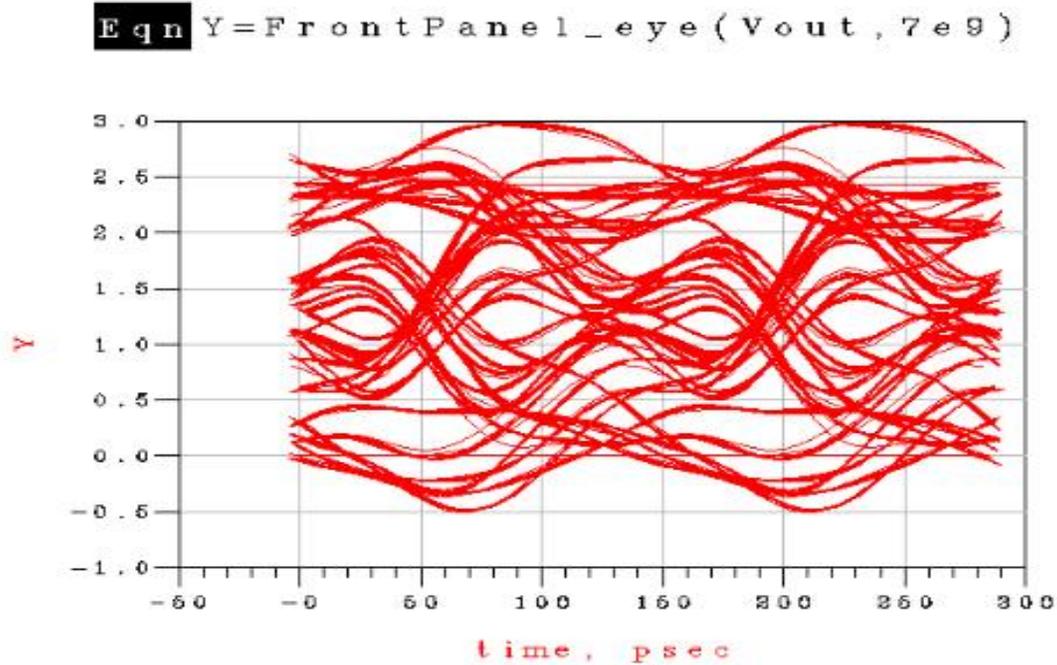


Figura 4.40 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 7GHz.

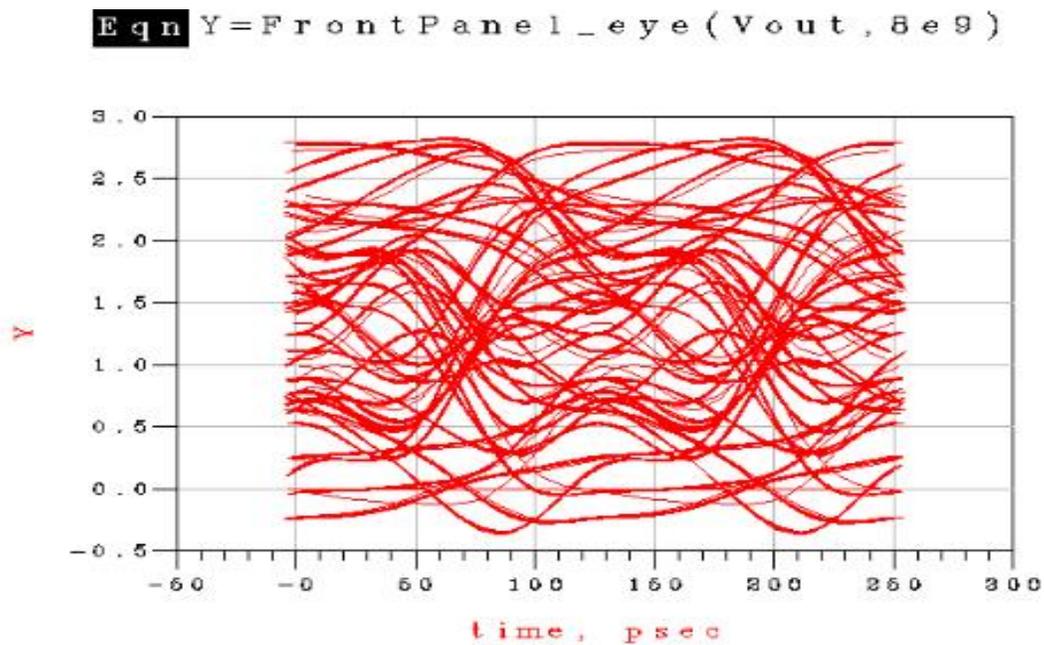


Figura 4.41 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 8GHz.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout, 9e9)`

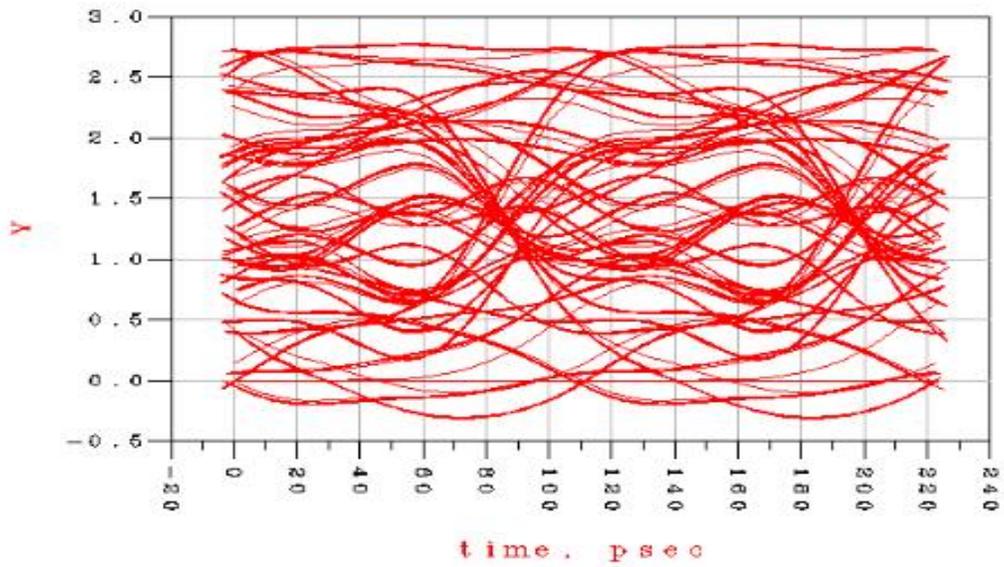


Figura 4.42 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 9GHz.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout, 10e9)`

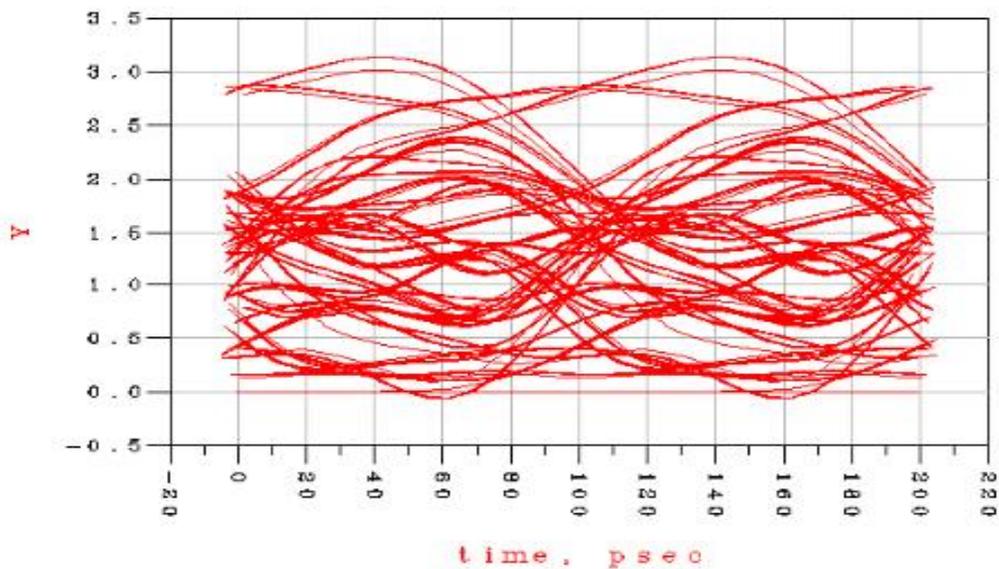


Figura 4.43 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 10GHz.

Eqn Y=FrontPanel_eye(Vout, 11e9)

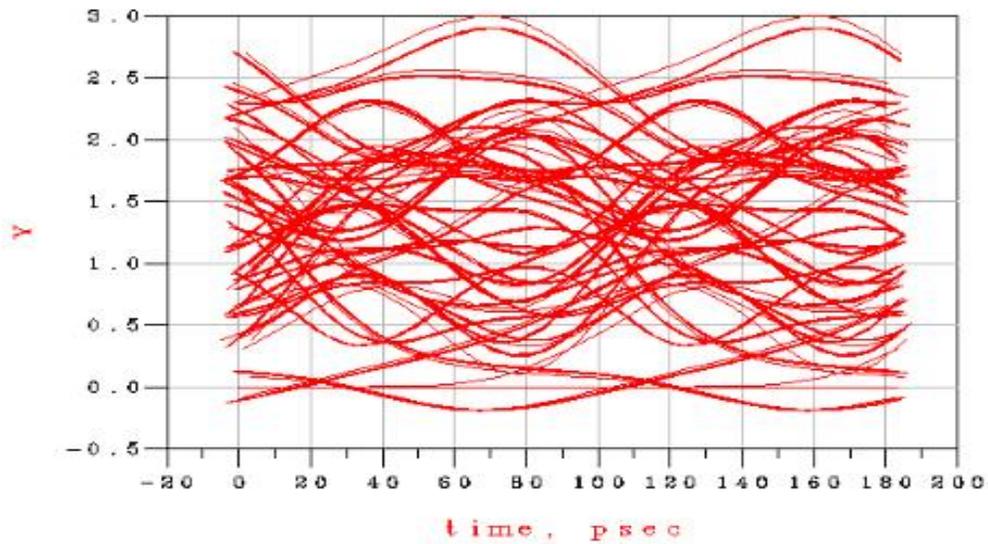


Figura 4.44 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 11GHz.

Eqn Y=FrontPanel_eye(Vout, 12e9)

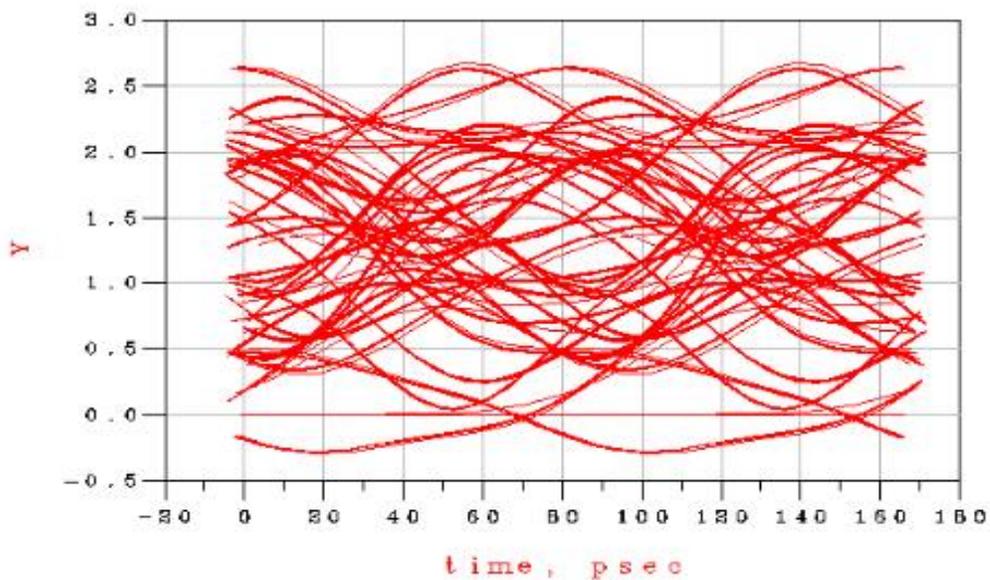


Figura 4.45 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 12GHz.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout,13e9)`

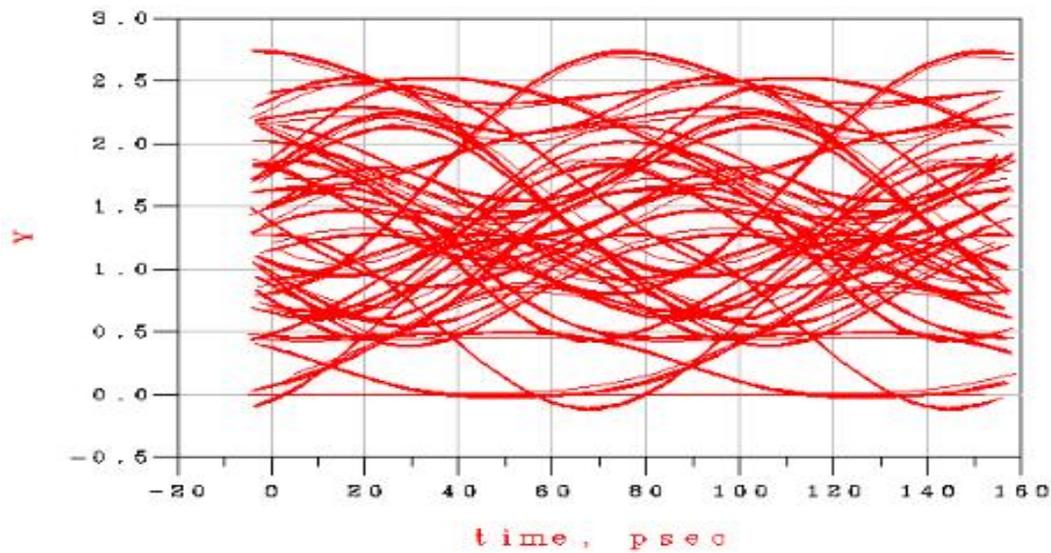


Figura 4.46 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 13GHz.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout,14e9)`

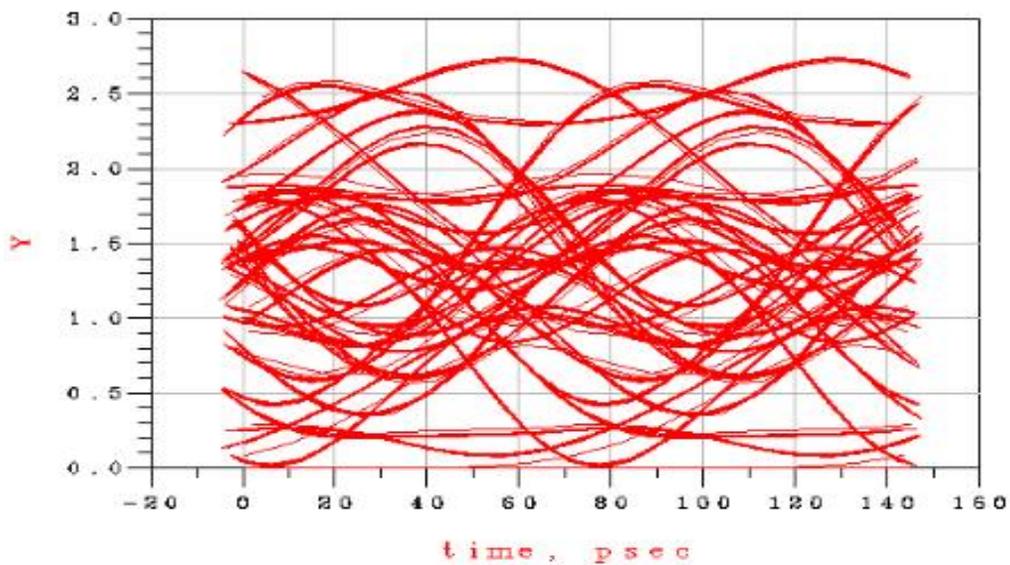


Figura 4.47 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 14GHz.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout,15e9)`

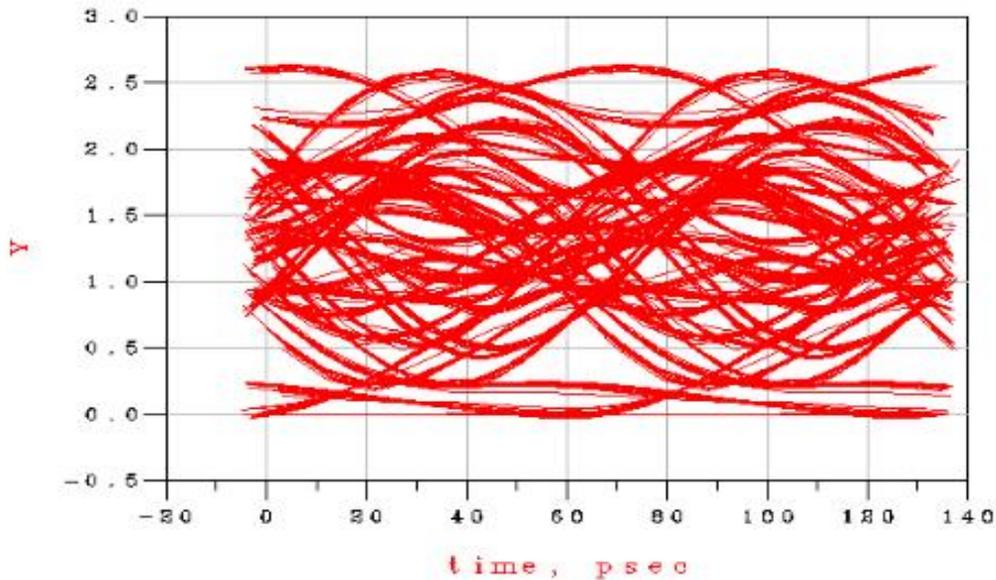


Figura 4.48 Diagrama de ojo del circuito equivalente del filtro tipo EBG, obtenido con una tasa de transferencia de 15GHz.

En las gráficas de las *figuras 4.39 a 4.48*, se presentan las respuestas generadas a una tasa de 6 hasta 15Gbps. Se observa claramente un deterioro del patrón obtenido, ya que en ellos no es distinguible la apertura del ojo, mostrando interferencia entre símbolos, lo que muestra una incapacidad por parte del receptor para detectar los símbolos transmitidos, el receptor no es capaz de discriminar nada, por lo que la tasa de errores (BER), en la transmisión será muy elevada, ya que no hay posibilidad de reconocer ni siquiera los niveles intermedios.

A continuación se muestra en la tabla 4.6 un resumen sobre los resultados obtenidos al simular el Filtro EBG híbrido propuesto variando su frecuencia de transmisión.



Tabla 4.6 Resultados obtenidos de las simulaciones para el circuito eléctrico equivalente del filtro EBG híbrido propuesto.

FRECUENCIA [GHz]	RESULTADO
0.5	<ul style="list-style-type: none">• Apertura máxima vertical del ojo manteniéndose a lo largo del periodo de bit en 2.65 volts.• Sin señales ajenas mayores que puedan comprometer la Señal.• Señal libre de ruido.
1	<ul style="list-style-type: none">• Patrón generado aún aceptable y fácilmente un receptor puede recuperar la información.• No existen problemas de sincronismo.• Existen una pequeña ISI, sin embargo, se aprecian muy bien sus cruces y la amplitud máxima del pulso.
2	<ul style="list-style-type: none">• Comienzan a notarse el cierre de la apertura del ojo.• Amplitud vertical comienza a ser afectada por la interferencia intersimbólica.• En cruces hay existencia de jitter.• Aún con estas características la información será bien transmitida mediante el canal, asegurando su integridad de señal en el receptor.
3	<ul style="list-style-type: none">• Existencia de interferencia intersimbólica, que puede provocar errores.• Empieza a notarse el cierre del ojo horizontal y verticalmente, debido a que los tiempos de subida y de bajada se incrementan y además presentan jitter.• Cuando comienza a cerrarse el ojo, éste queda más expuesto a una tasa de error de bit (BER).



4	<ul style="list-style-type: none">• El jitter y la interferencia entre símbolos está presente en todo el diagrama de ojo, lo que ocasionará una gran tasa de error.• La amplitud del ojo se ve afectada por los retardos de los tiempos de subida y de bajada.
5	<ul style="list-style-type: none">• Es mas evidente la presencia de ISI.• Abertura del ojo se ha afectado considerablemente y la amplitud de la señal presenta un máximo 2 volts.• El ojo se va estrechando cada vez más, lo que indica un notable deterioro de la señal transmitida, por lo que se hace cada vez más difícil la interpretación de los pulsos por parte del receptor.
6	<ul style="list-style-type: none">• El diagrama de ojo se distorsiona completamente; lo que indica que la señal que está pasando a través del filtro, está siendo bloqueada, cumpliendo así con su función de filtraje.• Ya no es distinguible la apertura del ojo, mostrando interferencia entre símbolos indicando incapacidad por parte del receptor para detectar los símbolos transmitidos, la tasa de errores (BER) en la transmisión será muy elevada, ya que no hay posibilidad de reconocer ni siquiera los niveles intermedios.
7	
8	
9	
10	
11	
12	
13	
14	
15	

Para complementar las simulaciones realizadas, a continuación se muestra el diagrama del circuito equivalente del filtro tipo EBG híbrido, pero esta vez realizando simulaciones considerando un acoplamiento de 50Ω en la fuente de alimentación y en la salida del circuito equivalente y también sin

acoplamiento. En la *figura 4.49*, se tiene el diagrama sin acoplamiento tanto en la entrada de la fuente como en la salida del circuito.

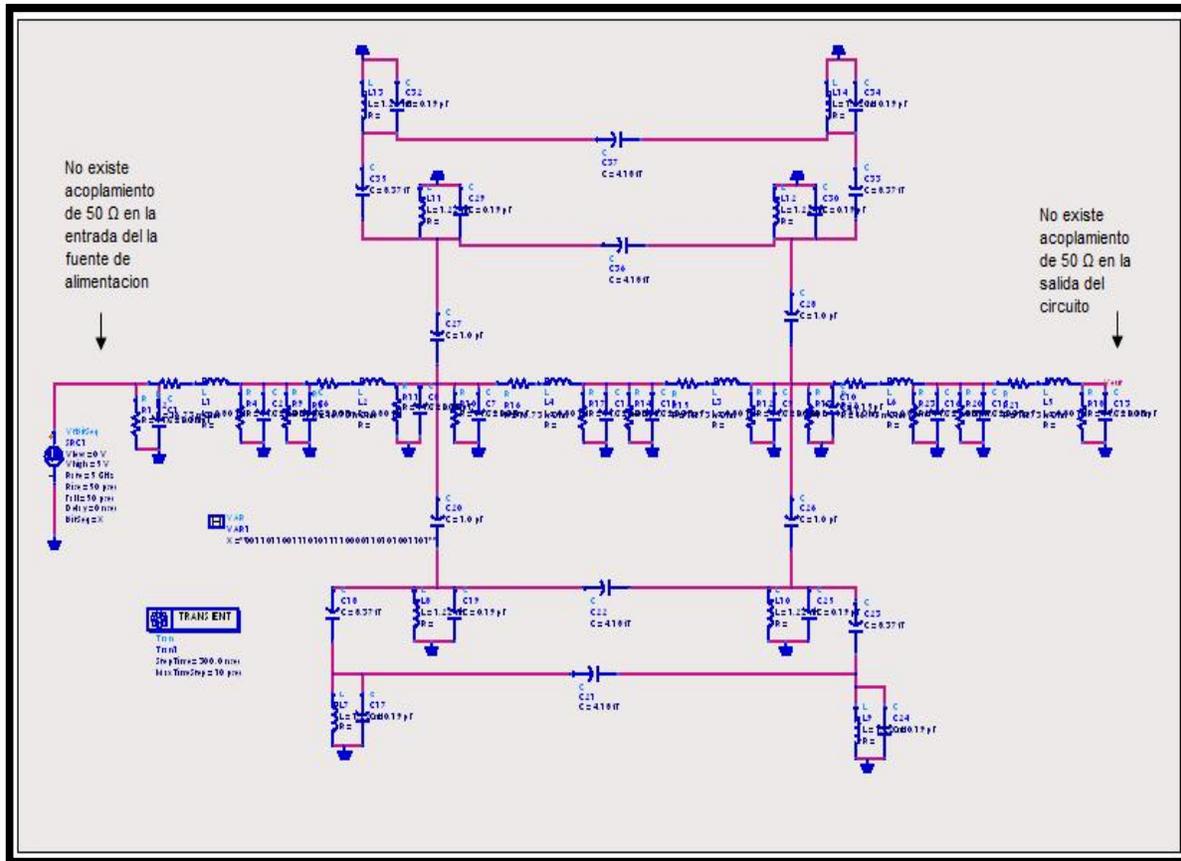


Figura 4.49 Diagrama del circuito equivalente del filtro tipo EBG sin acoplamiento de impedancia en la fuente y a la salida del circuito.

En la gráfica que se muestra en la *figura 4.50*, se muestra la respuesta del diagrama de la *figura 4.49*. Podemos observar el deterioro del patrón y por ende al cierre total del ojo. Bajo estas condiciones no existe alguna posibilidad de que la información sea recibida de manera íntegra a la salida del filtro.

Eqn `Y=FrontPanel_eye(Vout,5e9,2)`

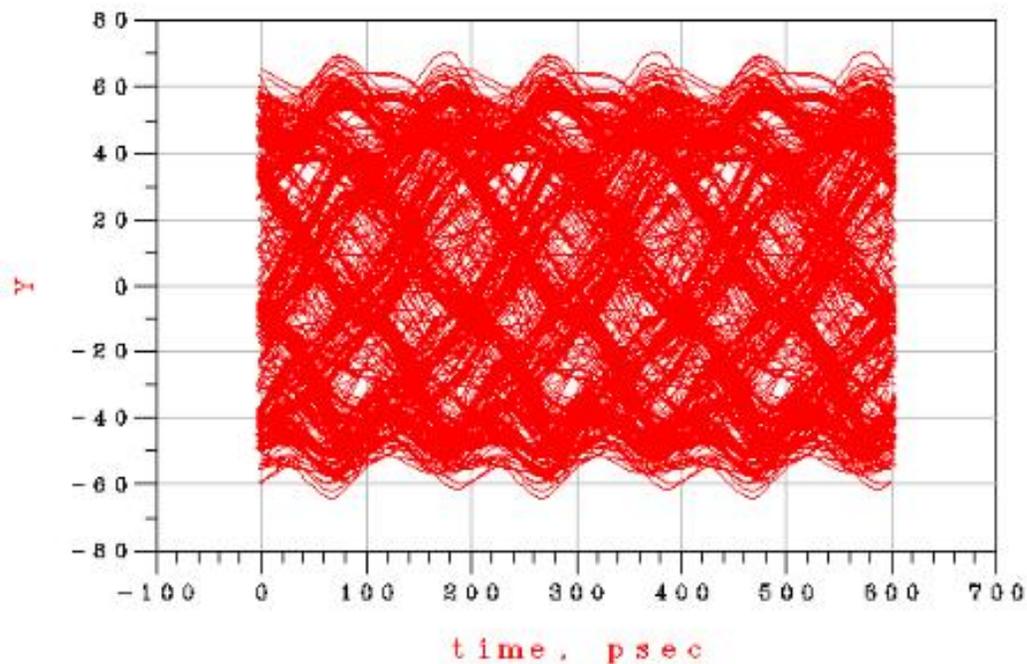


Figura 4.50 Patrón de ojo afectado por desacople de impedancia en la entrada y en la salida del circuito equivalente del filtro tipo EBG.

El diagrama de la *figura 4.51*, corresponde al desacoplamiento de impedancia solo en la salida del circuito, su respuesta fue de una patrón de ojo muy afectado por señales inestables debidos a los rebotes originados por los desacoplamientos de impedancia, muestra un alto nivel de interferencia entre símbolos y la apertura del ojo es demasiada cerrada como para que la información llegue a su destino, como se puede apreciar en la gráfica de la *figura 4.52*.

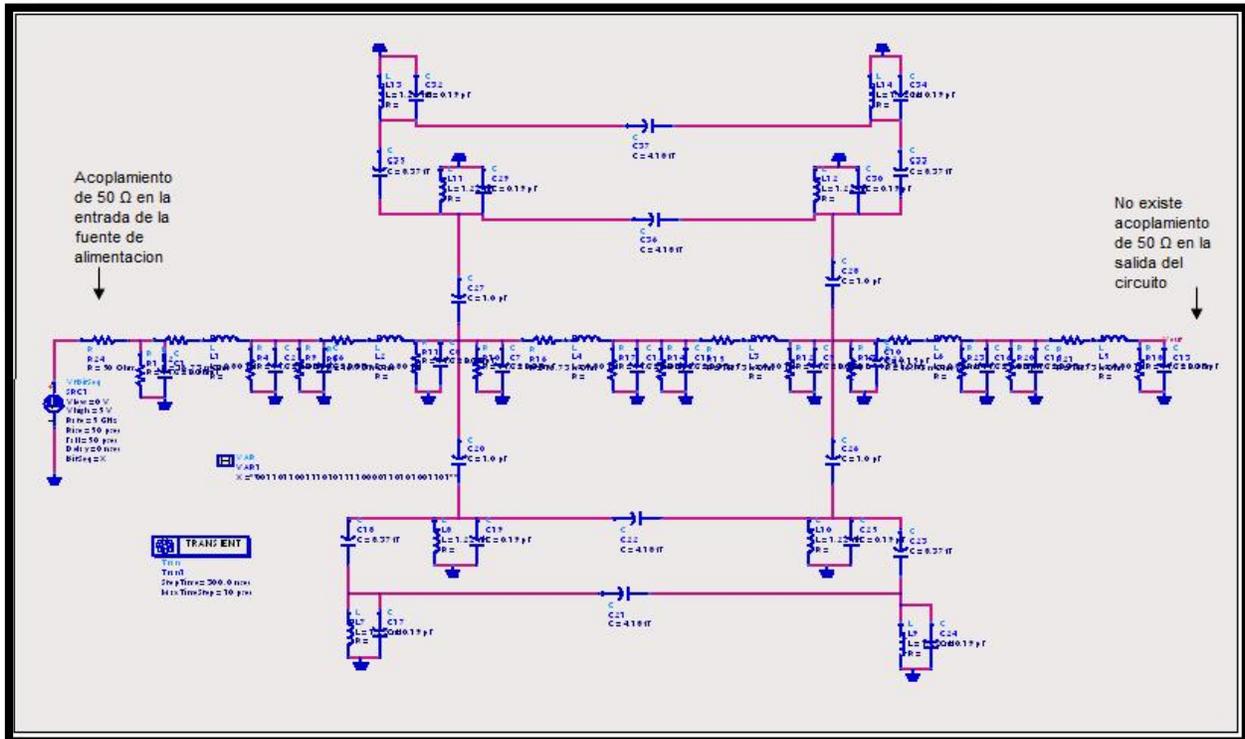


Figura 4.51 Diagrama del circuito equivalente del filtro tipo EBG sin acoplamiento de impedancia en la salida del circuito. Fuente propia

$$Eqn \quad Y = \text{FrontPanel_eye}(V_{out}, 5e9, 2)$$

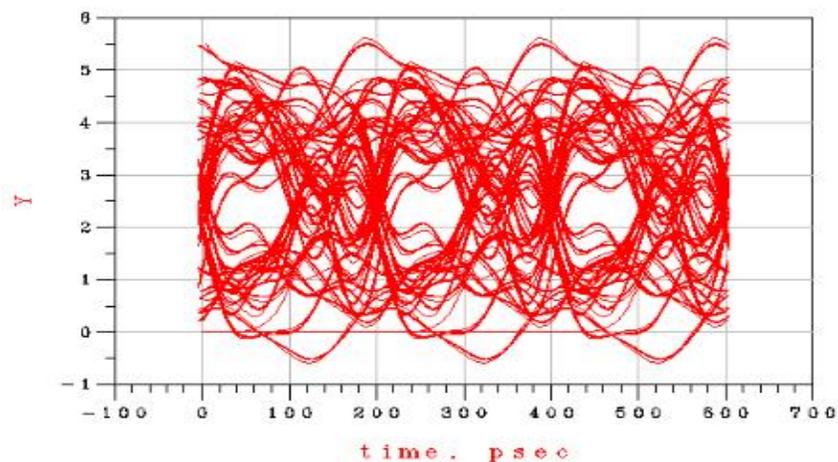


Figura 4.52 Patrón de ojo afectado por desacople de impedancia en la salida del circuito equivalente del filtro tipo EBG.

Finalmente se realizó la simulación solamente con el acoplamiento en la salida del diagrama eléctrico, *figura 4.53*, obteniéndose una respuesta también afectada, donde no es posible visualizar la abertura del ojo, pues se tiene muchos rebotes debidos al desacoplamiento en la entrada del circuito, *figura 4.54*.

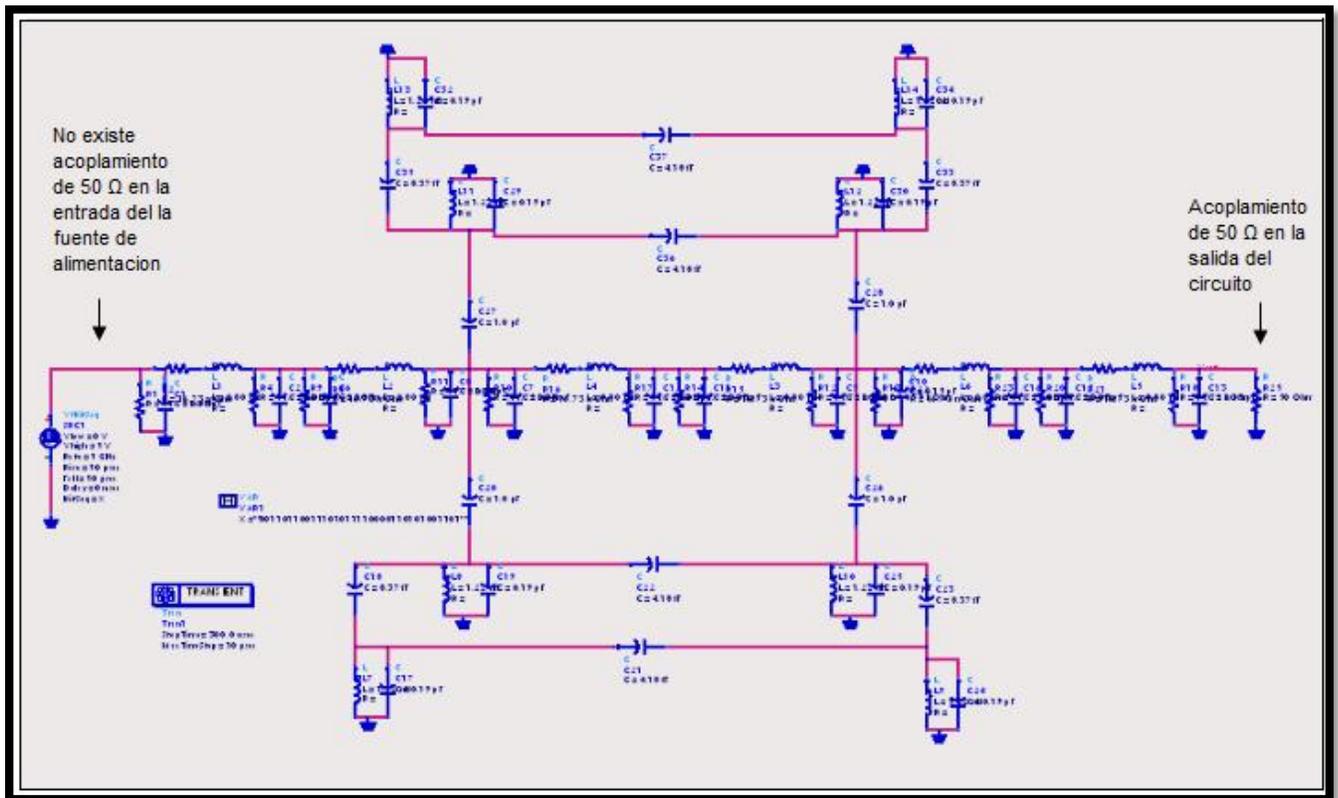


Figura 4.53 Diagrama del circuito equivalente del filtro tipo EBG sin acoplamiento de impedancia en la entrada del circuito.

```
Eqn Y=FrontPanel_eye(Vout,5e9,2)
```

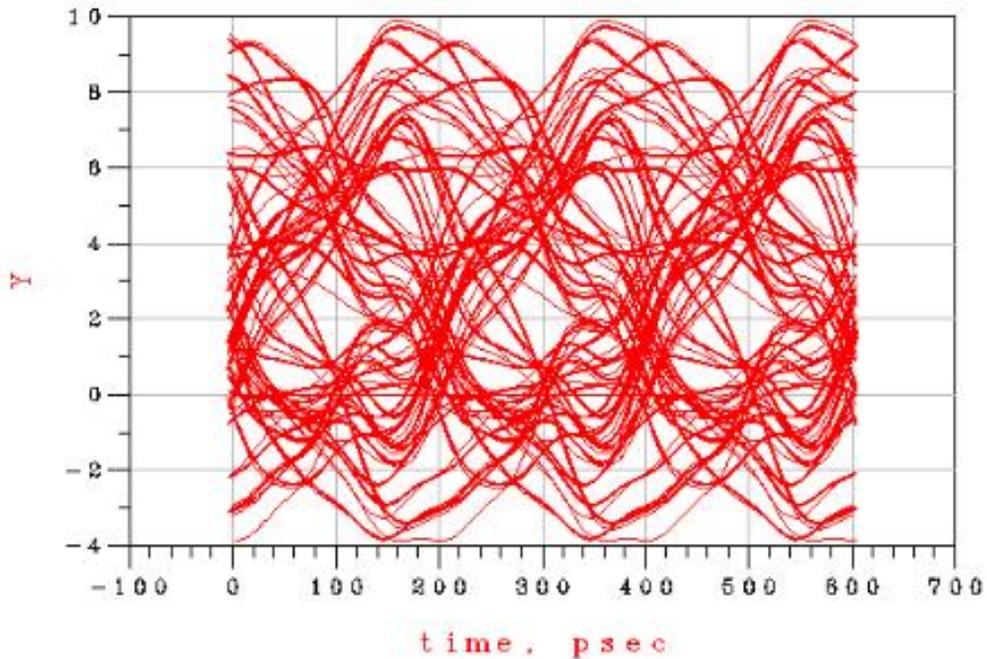


Figura 4.54 Patrón de ojo afectado por desacople de impedancia en la entrada del circuito equivalente del filtro tipo EBG.

Como conclusión a las simulaciones mostradas en las figuras anteriores, es necesario considerar tener bien acoplado el circuito tanto en la entrada de la fuente PRBS como en la salida del diagrama eléctrico, ya que sólo con esta condición se obtiene una respuesta fiable, donde se pueda observar todos los parámetros del ojo, que facilitan su análisis y así poder determinar a qué frecuencia de operación trabaja mejor el filtro tipo EBG híbrido.



CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

Aquí se presentan las conclusiones del trabajo de tesis llevado a cabo, así como el trabajo a futuro que se plantea para continuar con este tipo de investigaciones.

Conclusiones

De acuerdo a todos los resultados mostrados en los diagramas de ojo reportados en el capítulo cuatro, obtenidos mediante la simulación del circuito eléctrico equivalente del filtro EBG híbrido, con ayuda del programa comercial ADS (Advanced Design System), una de las conclusiones que se tienen es que para tener veracidad en los resultados que arrojan las simulaciones deben considerarse las condiciones de acoplamiento apropiadas tanto en el lado del generador como en la carga, ya que un descuido en su consideración se traducirá a una respuesta en frecuencia incorrecta del mismo, generando confusión, ya que dichos resultados no serán los aportados por el filtro diseñado sino que podrían ser producto de los desacoplamientos del mismo, como se demostró en dicho capítulo. Una vez que se ha considerado lo anterior, basándose en los resultados mostrados en las gráficas del diagrama de ojo del capítulo cuatro, se concluye que el circuito eléctrico equivalente, que representa la respuesta del filtro EBG Híbrido, permite el paso de las frecuencias por debajo de los 3GHz mientras que degrada todas aquellas que pasan por arriba de ésta frecuencia, lo que significa que dichas componentes espectrales correspondientes a éste tipo de señales, son atenuadas, logrando con esto su cometido de no permitir el paso de todas aquellas señales indeseadas en el diseño.



Trabajo a futuro

Para completar el estudio del funcionamiento de este filtro y su utilización en la reducción del ruido de conmutación simultánea, se sugiere llevar a cabo pruebas de laboratorio relacionadas con las emisiones de interferencias electromagnéticas que puede radiar, ya que de acuerdo a la teoría de señales, un pulso digital tiene un alto contenido de señales senoidales de diferentes frecuencias, lo cual hace que pueda en cualquier momento dado, sino se hace un buen diseño del mismo, emitir una o más frecuencias indeseadas al entorno donde opere.

Otra sugerencia que se hace es que se lleven a cabo simulaciones y pruebas de laboratorio al filtro diseñado, utilizando señales digitales de alta velocidad, menores a 3 GHz, que contengan ruido de alta frecuencia para verificar que el dispositivo diseñado atenúa dichas componentes de frecuencia logrando tener una buena integridad de la señal digital, a la salida del mismo.



BIBLIOGRAFÍAS Y TESIS

[1] Tomás Pollán Santamaría. “Ruido en los sistemas digitales” tecnología electrónica. e.u.i.t.i.z. universidad de Zaragoza.

[2] Ing. Hazael Alejandro Mendoza Téllez “Desarrollo de un EBG híbrido de tamaño pequeño para reducir ruido de conmutación simultánea”

[3] Dr. Raúl Peña Rivero “superficies de alta impedancia para mitigar ruido de conmutación en tarjetas de circuito impreso”

[4] James R. Andrews, PhD. IEEE fellow & pspl founder, “RZ vs. NRZ”.

[5] M. Díaz “Sistemas de transmisión en banda de base: códigos de línea y velocidades”

[6] José Antonio Dinamarca Ossa “Análisis de Diagramas de Ojo” Universidad Técnica Federico Santa María Departamento de Electrónica

[7] Antonio Artés Rodríguez, Fernando Pérez Gonzales “Comunicaciones digitales” Pearson Prentice Hall

[8] Dr. David Norte, “Intersymbol interference for matched transmission lines”.

[9] Hewlett-Packard Journal “eye diagrams and sampling oscilloscopes” December 1996.

[10] Asier Ibáñez Loinaz, Carlos del río bocio “respuesta EBG en microondas, ¿efecto bragg o solo resonadores?”



[11] F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla “implementación de filtros paso bajo EBG de doble periodicidad en guía coplanar.”

[12] Leltxu Aitor Garde Irigoyen , Carlos del Río Bocio “Diseño de filtros de banda rechazada usando “defected ground structures” (dgs)” Universidad de Pública de Navarra

[13] Gary Breed “An introduction to defected ground structures in microstrip circuits”, editorial director.

[14] I. J. Bahl and D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line," Microwaves, p. 174, May, 1977.

[15] Tom Dhaene and Daniël de Zutter “selection of lumped elements models for coupled lossy transmission lines”.

[16] Christian Sisterna, “Generador de Secuencia binaria pseudo aleatoria”, C7 Technology, 2012.

REFERENCIAS DE INTERNET

[17] Codificación de línea y canal; Technology, publicado en julio 28, 2010
DISPONIBLE EN: <http://www.slideshare.net/sarochishernandez/codificacion-de-linea>.



APÉNDICE A. Diagrama eléctrico equivalente del filtro EBG híbrido propuesto.

En este apéndice se muestra de manera más detallada el diagrama del circuito eléctrico equivalente del filtro tipo EBG híbrido así como los valores de cada uno de los componentes los valores están dados para un filtro construido en un PCB de 15 mm x 15 mm con capacitores SMT de 1 pF y vías con radio de 0.127 mm

Tabla A.1 Valores correspondientes a los elementos del circuito eléctrico equivalente propuesto en [2].

ELEMENTO DEL CIRCUITO	VALOR
L_m	$360.51 \times 10^{-12} H$
C_m	$72.05 \times 10^{-15} F$
C_{P1}	$8.37 \times 10^{-15} F$
C_{P2}	$4.18 \times 10^{-15} F$
C_V	$0.19 \times 10^{-12} F$
C_{smt}	$1 \times 10^{-12} F$
L_V	$1.22 \times 10^{-9} H$

Tabla A.2 Valores de los resistores del circuito equivalente dependiendo de la frecuencia [2].



FRECUENCIA [GHz]	Rd [K Ω]	Rc [m Ω]
0	∞	0.46
1	4.38	9.66
2	22.19	13.66
3	14.79	16.73
4	11.10	19.32
5	8.87	21.60
6	7.39	23.66
7	6.34	25.55
8	5.55	27.32
9	4.93	28.97
10	4.43	30.54
11	4.03	32.03
12	3.70	33.46
13	3.41	34.83
14	3.17	36.14
15	2.96	37.41

- Se tomó el valor del Rd y Rc para una frecuencia de 3GHz.

