

UNIVERSIDAD NACIONAL DE CÓRDOBA

Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales

Tesis Doctoral



Técnicas avanzadas de sincronización para
receptores de alta velocidad en
canales dispersivos

Autor: Ing. Pablo GIANNI

Director: Prof. Dra. Graciela CORRAL BRIONES

Abril 2016

Técnicas avanzadas de sincronización para receptores de alta velocidad en canales dispersivos

por:

Ing. Pablo GIANNI

Prof. Dra. Graciela CORRAL BRIONES

Director

COMISIÓN ASESORA:

Prof. Dr. Mario R. HUEDA

FCEFyN - UNC

Prof. Dra. Elizabeth VERA de PAYER

FCEFyN - UNC

Esta Tesis fue enviada a la Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales de la Universidad Nacional de Córdoba para cumplimentar los requerimientos de obtención del grado académico de Doctor en Ciencias de la Ingeniería.

Córdoba, Argentina

Abril 2016



ACTA DE EXAMENES

Libro: 00001 Acta: 03464 Hoja 01/01
LLAMADO: 1 14/04/2016
CATEDRA - MESA:

DI002 TESIS DOCTORADO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA

NUMERO	APELLIDO Y NOMBRE	DOCUMENTO INGRESO COND.	NOTA	FIRMA
28446124	GIANNI, Pablo	DNI: 28446124 2010 T	APROBADO	

PUCHETA, Julián Antonio - GREGORIO, Fernando H. - RIEZNIK, Andrés A. - FINOCHIETTO, Jorge Manuel - MOI

Observaciones:

Córdoba, ___/___/___.

Certifico que la/s firma/s que ha/n sido puesta/s en la presente Acta pertenece/n a: Julian A. Pucheta

1 0 1 0 1
Inscriptos Ausentes Examinados Reprobados Aprobados
11/04/2016 10:38:09

A mi esposa Luciana.

A mis padres Viviana y Ricardo.

A mis hermanas Natalia y Antonella.

AGRADECIMIENTOS

La presente Tesis es el resultado del esfuerzo de mucha gente con la cual estaré siempre agradecido:

A mi esposa.

A mis padres y hermanas.

A mis amigos.

A Mario, Graciela, Ramiro y Oscar por su apoyo y confianza.

Al Laboratorio de Comunicaciones Digitales de la FCEFyN de la UNC. A su grupo directivo, Carmen, Mario, Graciela y Jorge; a todos mis compañeros de estudio en especial: Laura, Ariel, Alejandro y Benjamin.

A la Fundación Tarpuy y a la Fundación Fulgor.

A la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica y a la Secretaría de Ciencia y Tecnología de la UNC.

Resumen

El incremento de la demanda de ancho de banda proyectado (por ejemplo, ≥ 100 Gb/s) ha establecido las bases para la próxima generación de Redes de Transporte Óptico y Ethernet. Por consiguiente, ha renovado el interés en las técnicas de detección coherentes y de modulación espectralmente eficientes, como por ejemplo modulación *M-aria* en fase o *M-aria* en fase y amplitud. Más precisamente, la conjunción entre multiplexado en polarización, detección coherente intradina, modulación 16-QAM y compensación electrónica de la dispersión permiten alcanzar una buena relación de compromiso entre complejidad, eficiencia espectral y minimización de la distorsión no lineal, como así también la posibilidad de compensar completamente, con penalidad cero, la dispersión por modo de polarización y la dispersión cromática. En particular, se prefiere la técnica de detección intradina por sobre la homodina o la heterodina, debido a que en la primera el oscilador óptico local opera en corrida libre, prescindiendo del uso de lazos de enganche en fase ópticos y sustituyéndolos por técnicas digitales de recuperación de portadora, más robustas y de fácil implementación. En otras palabras, todos estos aspectos se resumen en la mejora de la sensibilidad del receptor en comparación con los esquemas de modulación en intensidad y detección directa (IMDD).

En esta Tesis se presenta una nueva arquitectura paralela de recuperación de portadora adecuada para receptores ópticos intradinos de ultra alta velocidad (por ejemplo, ≥ 100 Gb/s) que empleen modulación en fase o amplitud y fase. El esquema propuesto combina un nuevo lazo de enganche en fase digital (DPLL) paralelo de baja latencia con un algoritmo de recuperación de fase sin realimentaciones. El algoritmo directo de recuperación de fase compensa de modo eficiente el ruido de fase del láser independientemente de la latencia por paralelización. A su vez, el nuevo DPLL paralelo de baja latencia es diseñado para compensar no solo el error de frecuencia de la portadora, sino también las fluctuaciones de frecuencia inducidas por vibraciones mecánicas y ruido de las fuentes de alimentación. Debido a que estas fluctuaciones degradan la capacidad de estimación de los algoritmos directos de recuperación de fase, deben ser compensadas para evitar la degradación del sistema en general. Con el objetivo de hacer posible la implementación paralela para receptores multi gigabit por segundo, se introduce una nueva aproximación al cómputo del DPLL. La técnica propuesta reduce la latencia por paralelización en el lazo de realimentación, mientras que al mismo tiempo permite alcanzar anchos de banda y rangos de captura cercanos a aquellos alcanzados por DPLL serie. Resultados de simulación demuestran que el efecto causado por las desviaciones de frecuencia pueden ser eliminados con el DPLL propuesto.

Abstract

The projected increase on the bandwidth demand (e.g. ≥ 100 Gb/s) has set the bases for the next generation of Ethernet and Optical Transport Network and it has, therefore, renewed interest on coherent detection and spectrally efficient modulation techniques such as M -ary phase-shift keying and M -ary quadrature amplitude modulation. More precisely, the conjunction among intradyne coherent detection, polarization-division multiplexing, 16-QAM and electronic dispersion compensation allows to reach good trade-off among complexity, spectral efficiency, minimization of non-linear distortions and the possibility to completely compensate with zero penalty the main fiber channel impairments (i.e., polarization mode dispersion and chromatic dispersion). In particular, intradyne detection is preferred over the alternative heterodyne or homodyne architectures because in the former the local oscillator works in free running mode, avoiding the use of optical phase-lock loops and allowing the use of more robust and easier to implement digital carrier recovery techniques. In other words, all these aspects can be summarized in an improved receiver sensitivity in comparison to intensity modulation direct detection (IMDD) schemes.

This Thesis presents a new efficient parallel carrier recovery architecture suitable for ultra-high speed intradyne coherent optical receivers (e.g., ≥ 100 Gb/s) with quadrature amplitude modulation and phase shift keying. The proposed scheme combines a novel low-latency parallel digital phase locked loop (DPLL) with a feedforward carrier phase recovery algorithm. The latter efficiently compensates the laser phase noise independent of the parallelization latency. The new low-latency parallel digital phase locked loop is designed to compensate not only carrier frequency offset, but also frequency fluctuations such as those induced by mechanical vibrations or power supply noise. Such carrier frequency fluctuations must be compensated since they lead to higher phase error variance in traditional feedforward carrier phase recovery techniques, significantly degrading the receiver performance. In order to enable a parallel-processing implementation in multigigabit per second receivers, a new approximation to the digital phase locked loop computation is introduced. The proposed technique reduces the latency within the feedback loop of the digital phase locked loop introduced by parallel processing, while at the same time it provides a bandwidth and capture range close to those achieved by a serial digital phase locked loop. Simulation results demonstrate that the effects caused by frequency deviations can be eliminated with the proposed low latency parallel carrier recovery architecture.

Índice general

Siglas	XV
Variables de Ecuaciones	XIX
1. Introducción	1
1.1. Motivación	2
1.1.1. Contexto general	3
1.1.2. El medio de transmisión	5
1.1.3. Sistemas ópticos de comunicación	6
1.1.3.1. Mayor demanda, nuevas necesidades	7
1.1.4. Procesamiento digital de señales en receptores coherentes	8
1.1.5. Consideraciones finales	9
1.2. Objetivos	11
1.2.1. Línea de investigación	11
1.2.2. Objetivos iniciales	12
1.3. Estado del arte	12
1.3.1. Compensación del error de frecuencia	14
1.3.2. Compensación del ruido de fase del láser	15
1.3.3. Compensación de fluctuaciones de frecuencia	16
1.4. Contribuciones	18
1.5. Organización de la Tesis	20
2. Sistemas de Comunicaciones Ópticas Coherentes	21
2.1. Introducción	22

2.2.	Sistemas ópticos de modulación y demodulación coherente	23
2.2.1.	Modulación óptica	24
2.2.2.	Demodulación óptica	25
2.3.	Imperfecciones en los osciladores láser	28
2.3.1.	Ruido de fase del láser	29
2.3.2.	Ruido $1/f$	31
2.3.3.	Fluctuaciones de frecuencia de la portadora	33
2.3.4.	Imperfecciones acumuladas	33
2.3.4.1.	Error de frecuencia	34
2.4.	Representación en tiempo discreto	36
2.5.	Sumario	38
3.	Recuperación de Fase de Portadora sin Realimentación en Comunica- ciones Ópticas Coherentes	39
3.1.	Introducción	40
3.1.1.	Impacto de la latencia en sistemas de recuperación de portadora a lazo cerrado	40
3.1.1.1.	Compensación del ruido de fase del láser	41
3.1.2.	Recuperación de fase sin realimentación	43
3.2.	Algoritmo de Viterbi y Viterbi	43
3.3.	Algoritmo de búsqueda de fase a ciegas	47
3.4.	Algoritmos mixtos	51
3.5.	Desempeño de los algoritmos de VV y BPS	53
3.5.1.	Selección del método de recuperación de fase	53
3.5.2.	Escenario de evaluación	53
3.5.3.	Impacto del ruido de fase del láser	54
3.5.4.	Impacto de las fluctuaciones de frecuencia del láser	57
3.5.5.	Desempeño en presencia de ruido de fase y fluctuaciones de frecuen- cia del láser	58
3.6.	Conclusión parcial	59
4.	Recuperación de Frecuencia de Portadora en Comunicaciones Ópticas Coherentes	61
4.1.	Introducción	62
4.2.	Recuperación de portadora mediante PLL	63
4.2.0.1.	Detector de error de fase asistido por decisiones	63
4.2.0.2.	Detector de error de fase no asistido por decisiones	65
4.2.0.3.	Filtro de lazo y Oscilador Controlado Numéricamente	66
4.3.	Evaluación del PLL como algoritmo de recuperación de portadora	67

4.3.1.	Capacidad de compensación de error de frecuencia	68
4.3.2.	Capacidad de seguimiento de las fluctuaciones de frecuencia	68
4.3.3.	Impacto del ruido de fase del láser	69
4.3.4.	Arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas	70
4.4.	Discusión	73
4.4.1.	Sobre la implementación y la latencia en el DPLL	73
4.4.2.	Espacio de trabajo	76
4.5.	Conclusión parcial	79
5.	Nueva Arquitectura Paralela de Recuperación de Portadora para Receptores Ópticos Coherentes Intradinos	81
5.1.	Introducción	82
5.2.	Paralelización del DPLL 2 ^{do} orden Tipo II AD	85
5.3.	Paralelización del DPLL 2 ^{do} orden Tipo II NAD	88
5.3.1.	Eliminación de la modulación en QPSK	90
5.3.2.	Eliminación de la modulación en 16-QAM	91
5.3.3.	DPLL en el dominio de la fase	93
5.4.	Nuevo DPLL paralelo de baja latencia para M -QAM	94
5.4.1.	Lazo proporcional	96
5.4.2.	Lazo integral	98
5.4.3.	Arquitectura paralela del nuevo DPLL	99
5.5.	Consideraciones prácticas para la implementación del DPLL proporcional .	99
5.6.	Conclusión parcial	103
6.	Evaluación de Desempeño de la Arquitectura de Recuperación de Portadora Propuesta	105
6.1.	Desempeño de la arquitectura de dos etapas “P-DPLL+BPS” con 16-QAM	106
6.1.1.	Desempeño de los algoritmos de recuperación de portadora	107
6.1.2.	Desempeño de la nueva arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas	109
6.1.3.	Impacto de los errores de detección	111
6.2.	Desempeño de la arquitectura de dos etapas “P-DPLL+VV” con QPSK . .	113
6.2.1.	Desempeño de los algoritmos de recuperación de portadora	114
6.2.2.	Desempeño de la nueva arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas	114
6.3.	Implementación del “P-DPLL+VV” en un chip de comunicaciones ópticas coherentes 50 Gb/s	117
6.4.	Conclusión parcial	118

7. Conclusiones Finales	119
7.1. Trabajo futuro	122
Apéndices	123
A. Esquemas de Detección Coherente	125
A.1. Introducción	126
A.2. Detección coherente heterodina	126
A.3. Detección coherente homodina	127
A.4. Detección coherente intradina	127
B. Efectos de Degradación en Sistemas Ópticos Coherentes	129
B.1. Introducción	130
B.2. Enlaces ópticos de comunicaciones	130
B.3. Atenuación por material	132
B.4. Ruido óptico	133
B.4.1. Ruido de batido	133
B.4.2. Ruido de disparo	134
B.4.3. Influencia del ruido de batido y el ruido de disparo	135
B.4.4. Ruido térmico y electrónico	136
B.4.5. Ruido ASE	136
B.4.6. Dispersión doble Rayleigh	138
B.4.7. Relación señal a ruido óptica	139
B.5. Filtrado óptico	140
B.5.1. Dispersión cromática de la fibra	140
B.5.2. Filtrado en el ROADM	143
B.6. No linealidades de la fibra (Efecto Kerr)	144
B.6.1. No linealidades de Kerr instantáneas	144
B.6.2. No linealidades de Kerr no instantáneas	145
B.6.2.1. Esparcimiento Raman estimulado intercanal	145
B.7. Propagación en la fibra óptica	146
B.8. Compensación de la dispersión e interferencias	146
C. Código RTL Verilog	149
D. Reportes de Síntesis	159
Bibliografía	173

Índice de figuras

1.1.	<i>Diagrama representativo de cómputo en la nube.</i>	3
1.2.	(a) <i>Demanda de ancho de banda proyectada.</i> (b) <i>Proyección del incremento de usuarios con almacenamiento en la nube.</i> ©Cisco	4
1.3.	<i>Mapa comparativo de Tecnologías y medios de transmisión. Distancia sin regeneración respecto a la tasa de transmisión.</i>	5
1.4.	<i>Esquemas de transmisión y detección óptica.</i> (a) <i>Modulación de intensidad del láser y detección directa.</i> (b) <i>Modulación en amplitud y fase con detección coherente.</i>	6
1.5.	<i>Desarrollo paralelo de la velocidad en sistemas ópticos y procesamiento en silicio, con líneas de tendencia para los procesadores de Intel (líneas sólidas) y sistemas ópticos desarrollados por Lucent (líneas de trazos).</i>	9
2.1.	<i>Estructura general de un enlace de fibra óptica coherente.</i>	22
2.2.	<i>Enlace de fibra óptica equivalente aplicando técnicas de compensación de los efectos del canal óptico.</i>	23
2.3.	<i>Implementación de un modulador NRZ óptico IQ para QPSK empleando interferómetros Mach-Zehnder.</i>	24
2.4.	<i>Implementación de un modulador NRZ óptico 16-QAM empleando dos moduladores IQ para QPSK en paralelo.</i>	25
2.5.	<i>Demodulador óptico balanceado en cuadratura.</i>	26
2.6.	<i>Diagrama en bloques del modelo de imperfecciones en los osciladores láser.</i>	29
2.7.	<i>Evolución temporal del ruido de fase del láser para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $\sigma_{\phi}^2 = 1.69e-4 \text{ rad}^2$.</i>	30

2.8.	<i>Efecto del ruido de fase del láser sobre una portadora modulada QPSK para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $\sigma_{\vartheta}^2=1.69e-4 \text{ rad}^2$. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin ruido de fase. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con ruido de fase del láser. Líneas de trazos: Límites de las regiones de decisión.</i>	30
2.9.	<i>Evolución temporal del ruido de $1/f$ para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $S_0 = 1e-2 \text{ rad}^2/\text{Hz}$ $F_0=100 \text{ Hz}$.</i>	31
2.10.	<i>Efecto del ruido $1/f$ sobre una portadora modulada QPSK para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $S_0 = 1e-2 \text{ rad}^2/\text{Hz}$ $F_0=100 \text{ Hz}$. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin ruido $1/f$. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con ruido $1/f$. Líneas de trazos: Límites de las regiones de decisión.</i>	32
2.11.	<i>Efecto de las fluctuaciones de frecuencia senoidales del láser sobre una portadora modulada QPSK. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin fluctuaciones de frecuencia. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con fluctuaciones de frecuencia del láser para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$, $A_p = 36 \text{ KHz}$ y $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$. Líneas de trazos: Límites de las regiones de decisión.</i>	35
2.12.	<i>Diagrama en bloques equivalente del modelo de imperfecciones acumuladas en los osciladores láser.</i>	36
2.13.	<i>Efecto del error de frecuencia sobre una portadora modulada QPSK con $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $f_c = 100 \text{ MHz}$. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin error de frecuencia. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con error de frecuencia. Líneas de trazos: Límites de las regiones de detección.</i>	36
3.1.	<i>Diagrama en bloques simplificado de un sistema de recuperación de portadora a lazo cerrado.</i>	41
3.2.	<i>Diagrama en bloques simplificado de: (a) Sistema de recuperación de portadora a lazo cerrado con paralelismo P y con L etapas de pipeline. (b) Sistema equivalente concentrando la latencia por paralelización tradicional y pipeline en el lazo de realimentación, con $D = LP$. (c) Representación serie equivalente con latencia por paralelización tradicional y pipeline. (d) Representación serie equivalente en el dominio de la fase, idealmente sin modulación.</i>	42

3.3. Diagrama en bloques simplificado de un sistema de recuperación de portadora típico de dos etapas. Primera etapa para compensación del error residual de frecuencia. Segunda etapa para compensación del ruido de fase del láser.	44
3.4. Aplicación de la técnica M-power sobre un símbolo QPSK.	45
3.5. Diagrama en bloques del algoritmo Viterbi y Viterbi	46
3.6. Representación gráfica de la detección de error de fase asistida por decisiones.	48
3.7. Diagrama en bloques del algoritmo de BPS	49
3.8. Representación gráfica de la detección de error de fase asistida por decisiones empleada en el método BPS, con modulación 4-QAM.	50
3.9. (a) Constelación 16-QAM rectangular. (b) Constelación 16-QAM dividida en tres subconjuntos QPSK, anillo interno y externo Clase I, anillo central Clase II ⁽⁺⁾ y Clase II ⁽⁻⁾ . (c) Fase relativa entre símbolos Clase I y Clase II.	52
3.10. Diagrama en bloques de la función de cómputo de error de fase empleando clasificación de símbolos y particionado QPSK; I. Fatadin 2010.	53
3.11. Tolerancia al ruido de fase del láser del algoritmo de recuperación de fase de portadora VV empleando modulación QPSK y $1/T = 10 \text{ Gs/s}$	55
3.12. Tolerancia al ruido de fase del láser del algoritmo de recuperación de fase de portadora BPS empleando modulación 16-QAM, $1/T = 32 \text{ Gs/s}$ y $B = 32$	55
3.13. Desempeño del algoritmo de recuperación de fase de portadora VV empleando modulación QPSK versus la amplitud de desviación en frecuencia de la portadora (A_p) para $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $\Delta \nu = 300 \text{ KHz}$	56
3.14. Desempeño del algoritmo de recuperación de fase de portadora BPS empleando modulación 16-QAM versus la amplitud de desviación en frecuencia de la portadora (A_p) para $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 32 \text{ Gs/s}$, $\Delta \nu = 300 \text{ KHz}$ y $B = 32$	57
3.15. Tolerancia al ruido de fase del láser en presencia de fluctuaciones de frecuencia del algoritmo de recuperación de fase de portadora VV empleando modulación QPSK, $1/T = 10 \text{ Gs/s}$, $A_p = 90 \text{ MHz}$, $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$ y $N = 10$	58
3.16. Tolerancia al ruido de fase del láser en presencia de fluctuaciones de frecuencia del algoritmo de recuperación de fase de portadora BPS empleando modulación 16-QAM, $1/T = 32 \text{ Gs/s}$, $B = 32$, $A_p = 140 \text{ MHz}$, $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$ y $N = 10$	59
4.1. Lazo de enganche en fase.	63

4.2. Lazo de enganche en fase para recuperación de portadora, con detector de error de fase asistido por decisiones.	64
4.3. Lazo de enganche en fase para recuperación de portadora, con detector de error de fase no asistido por decisiones.	65
4.4. Descripción del filtro de lazo $L(z)$ y el oscilador controlado numéricamente $\Psi(z)$ en un lazo de enganche en fase digital para recuperación de portadora.	66
4.5. Rango de captura del PLL digital serie empleando modulación QPSK con $1/T = 10$ Gs/s y 16-QAM con $1/T = 32$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	68
4.6. Tolerancia a las fluctuaciones de frecuencia sobre el PLL digital serie empleando modulación QPSK con $1/T = 10$ Gs/s y 16-QAM con $1/T = 32$ Gs/s. Para $\Delta f_c = 35$ KHz y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	69
4.7. Tolerancia al ruido de fase del láser sobre el PLL digital serie empleando modulación QPSK con $1/T = 10$ Gs/s y 16-QAM con $1/T = 32$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	70
4.8. Tolerancia a las fluctuaciones de frecuencia del láser del S-DPLL+VV empleando modulación QPSK con $1/T = 10$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	71
4.9. Tolerancia a las fluctuaciones de frecuencia del láser sobre el S-DPLL+BPS empleando modulación 16-QAM con $1/T = 32$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	71
4.10. Tolerancia al ruido de fase del láser del S-DPLL+VV empleando modulación QPSK con $1/T = 10$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	72
4.11. Tolerancia al ruido de fase del láser sobre el S-DPLL+BPS empleando modulación 16-QAM con $1/T = 32$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	73
4.12. PLL digital serie con agregado de D unidades de latencia en el lazo.	74
4.13. Efecto de la latencia en el S-DPLL en presencia de fluctuaciones en frecuencia del láser. Con $1/T = 10$ Gs/s. y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	75
4.14. Efecto de la latencia en el S-DPLL presencia de ruido de fase del láser. Con $1/T = 10$ Gs/s. y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	75
4.15. Efecto de la latencia en el S-DPLL. (Superior) En presencia de fluctuaciones de frecuencia del láser. (Inferior) En presencia de ruido de fase del láser. Con $1/T = 32$ Gs/s y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$	76

4.16. <i>Arquitectura de un árbol de sumas.</i>	77
4.17. <i>Ejemplo del escalamiento en complejidad producto de la paralelización del filtro de suavizado.</i>	77
5.1. <i>PLL digital serie con agregado de D unidades de latencia en el lazo.</i>	82
5.2. <i>Plano de latencia D y ancho de banda respecto al grado de paralelismo P y el nivel de pipeline L empleado.</i>	83
5.3. <i>Plano de latencia D y ancho de banda respecto a la frecuencia de procesamiento resultado de la paralelización y el nivel de pipeline empleado.</i>	83
5.4. <i>Diagrama de compromiso entre paralelismo, pipeline y desempeño.</i>	85
5.5. <i>Diagrama en bloques de un DPLL 2^{do} orden Tipo II AD.</i>	86
5.6. (a) <i>Diagrama en bloques de un DPLL 2^{do} orden Tipo II AD paralelizado en forma tradicional o directa.</i> (b) <i>Arquitectura de la implementación del bloque Ψ_{P-1} empleado para el cómputo de la salida ψ_{n+P-1} del NCO.</i> (c) <i>Implementación del bloque $\mathcal{E}(\)$ para el cómputo del error de fase con asistencia de decisiones.</i>	87
5.7. <i>Diagrama en bloques de un DPLL 2^{do} orden Tipo II NAD.</i>	89
5.8. <i>Diagrama en bloques de la implementación de un detector de error de fase NAD.</i>	89
5.9. <i>Procesamiento de la fase por medio del método M-power, para $\theta_n = \pi n$.</i> .	90
5.10. (a) <i>Constelación QPSK.</i> (b) <i>Constelación 16-QAM rectangular.</i>	91
5.11. <i>Esquema de clasificación de los símbolos 16-QAM al aplicar módulo $\pi/2$.</i> .	92
5.12. <i>Diagrama en bloques de un DPLL 2^{do} orden Tipo II en el dominio de la fase.</i>	93
5.13. <i>Diagrama en bloques equivalente de un DPLL 2^{do} orden Tipo II en el dominio de la fase, separado en componente integral y componente proporcional.</i>	96
5.14. <i>Diagrama en bloques de la implementación del DPLL paralelo proporcional para M-QAM.</i>	98
5.15. <i>Diagrama en bloques de la implementación del DPLL Tipo II paralelo de baja latencia.</i>	99
5.16. <i>Respuesta en frecuencia del DPLL paralelo de baja latencia con $f_{clock} = 400$ MHz, $P=80$, $L_w = 1$ y $K^{(p)} = 2^{-6}$.</i>	100
5.17. <i>Arquitectura de la implementación en hardware del bloque “W_{P-1}” del NCO paralelo.</i>	101
5.18. <i>Bloque “F_k” para 16-QAM.</i>	102
6.1. <i>Respuesta en frecuencia del DPLL serie y paralelo de baja latencia.</i>	106

6.2.	<i>Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza el algoritmo BPS, S-DPLL serie y P-DPLL para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 32 \text{ GHz}$, $N = 10$ y $B = 32$.</i>	108
6.3.	<i>Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza la arquitectura S-DPLL+BPS y P-DPLL+BPS para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 32 \text{ GHz}$, $N = 10$ y $B = 32$.</i>	110
6.4.	<i>Desempeño de la arquitectura de dos etapas respecto el factor de paralelización. P-DPLL+BPS con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 32 \text{ GHz}$, $N = 10$ y $B = 32$ utilizando 16-QAM.</i>	111
6.5.	<i>Impacto de los errores de detección en el desempeño del P-DPLL respecto de la cota modificada de Cramer-Rao con $1/T = 32 \text{ GHz}$, $P = 80$ y utilizando modulación 16-QAM.</i>	112
6.6.	<i>Tasa de error de bits para los DPLL bajo análisis con $1/T = 32 \text{ GHz}$, $P = 80$ y utilizando modulación 16-QAM.</i>	112
6.7.	<i>Respuesta en frecuencia del DPLL serie y paralelo de baja latencia.</i>	113
6.8.	<i>Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza el algoritmo de VV, S-DPLL serie y P-DPLL para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 10 \text{ GHz}$ y $N = 10$.</i>	115
6.9.	<i>Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza la arquitectura S-DPLL+BPS y P-DPLL+BPS para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 10 \text{ GHz}$, $N = 10$ y $B = 32$.</i>	116
A.1.	<i>Esquemas de demodulación óptica coherente</i>	126
A.2.	<i>Espectro en frecuencia intermedia, detector coherente heterodino.</i>	127
A.3.	<i>Espectro en banda base, detector coherente homodino.</i>	127
A.4.	<i>Espectro de frecuencia empleando detección coherente intradina.</i>	128
B.1.	<i>Estructura de una red enrutada ópticamente (ORN).</i>	130
B.2.	<i>Estructura de un segmento ORN.</i>	131
B.3.	<i>Estructura general de un enlace de fibra óptica.</i>	131
B.4.	<i>Dependencia espectral de las pérdidas en la fibra óptica. Fibra monomodo estándar (Standard single-mode fiber SSMF). Fibra con compensación del pico de absorción del agua (Allwave).</i>	133
B.5.	<i>Esquemas de amplificación basado en: (a) EDFA (b) Raman.</i>	137

B.6. <i>Cantidades involucradas en la definición de (a) relación señal a ruido (SNR), (b) relación señal a ruido óptico (OSNR). Ruido aditivo Gaussiano (AWGN).</i>	139
B.7. <i>Estructura general de un enlace de fibra óptica coherente incorporando ruido ASE.</i>	140
B.8. <i>Dispersión en función de la longitud de onda de diferentes tipos de fibras ópticas comúnmente empleadas en comunicaciones.</i>	142
B.9. <i>Segmento ORN simplificado incorporando procesos de filtrado. $H_{CD}(f)$ Término de dispersión cromática. $H_R(f)$ Término de filtrado en el ruteo óptico.</i>	143
B.10. <i>Efecto de la concatenación de filtros pasa banda : (a) roll-off de amplitud pronunciado (b) filtro óptico idealizado.</i>	143
B.11. <i>Segmento ORN simplificado incorporando procesos de filtrado.</i>	144
B.12. <i>Descomposición de las no linealidades instantáneas de Kerr. NLPN: ruido de fase no lineal, SPM: auto modulación de fase, NL: no lineal, MI: inestabilidad de modulación, XPM: modulación cruzada de fase, FWM: four-wave mixing, IXPM: XPM intra canal, IFWM: FWM intra canal</i>	146
B.13. <i>Segmento ORN equivalente aplicando compensación electrónica de la dispersión e interferencias.</i>	147

Índice de tablas

1.1. <i>Complejidad de receptores ópticos.</i>	7
2.1. <i>Resultados de modulación en frecuencia del oscilador local para diferentes perturbaciones mecánicas.</i>	34
4.1. <i>Tolerancia de los algoritmos de recuperación de fase y frecuencia.</i>	78
6.1. <i>Parámetros y frecuencia de operación de los DPLL.</i>	107
6.2. <i>Parámetros y frecuencia de operación de los DPLL.</i>	114

Siglas

Sigla	Inglés	Español
2G	Second Generation	Segunda Generación
3G	Third Generation	Tercera Generación
4G	Fourth Generation	Cuarta Generación
AD	Decision Aided	Asistido por Decisiones
ADC	Analog to Digital Converter	Conversor Analógico Digital
AFE	Analog Front End	Frente Analógico
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Emisión Espontánea Amplificada
ASIC	Application Specific Integrated Circuit	Circuito Integrado de Aplicación Específica
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Ruido Blanco Aditivo Gaussiano
BER	Bit Error Rate	Tasa de Error de Bit
BGA	Ball Grid Array	Arreglo de Rejilla de Bolitas
BPS	Blind Phase Search	Búsqueda de Fase a Ciegas
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria
CCFR	Coarse Carrier Frequency Recovery	Recuperación Gruesa de Frecuencia de Portadora
CCR	Coarse Carrier Recovery	Recuperación Gruesa de Portadora
CD	Chromatic Dispersion	Dispersión Cromática

Continúa en la página siguiente

Sigla	Inglés	Español
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor	Metal Óxido Semiconductor Complementario
CSA	Carry Save Adder	Sumador con Acarreo Almacenado
DGD	Differential Group Delay	Retardo de Grupo Diferencial
DPLL	Digital Phase-Lock Loop	Lazo de Enganche en Fase Digital
DQAM	Differential Quadrature Amplitude Modulation	Modulación en Amplitud y Cuadratura de Fase Diferencial
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura Diferencial
DRA	Distributed Raman Amplification	Amplificación Raman Distribuida
DRB	Double Rayleigh Backscatter	Doble Retro Dispersión Rayleigh
DSP	Digital Signal Processing	Procesamiento Digital de Señales
ECL	External Cavity Laser	Láser de Cavidad Externa
EDC	Electronic Dispersion Compensation	Compensación Electrónica de Dispersión
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier	Amplificador de Fibra Dopada con Erbio
FCR	Fine Carrier Recovery	Recuperación Fina de Portadora
FEC	Forward Error Correction	Corrección de Errores hacia delante
FFT	Fast Fourier Transform	Transformada Rápida de Fourier
FIR	Finite Impulse Response	Respuesta al Impulso Finita
FPGA	Field Programmable Gate Array	Arreglo de Compuertas Lógicas Programables
GVD	Group Velocity Dispersion	Dispersión de la Velocidad de Grupo
IMDD	Intensity Modulation Direct Detection	Modulación en Intensidad y Detección Directa
IP	Internet Protocol	Protocolo de Internet
ISI	Inter Symbol Interference	Interferencia Inter Símbolo
ITU	International Telecommunication Union	Union Internacional de Telecomunicaciones
LO	Local Oscillator	Oscilador Local

Continúa en la página siguiente

Sigla	Inglés	Español
LSB	Least Significant Bit	Bit Menos Significativo
LUT	Look-up Table	Tabla de Búsqueda
M-PSK	M-ary Phase Shift Keying	Modulación por Desplazamiento de Fase M-aria
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation	Modulación en Amplitud y Cuadratura de Fase M-aria
MAP	Maximum a Posteriori	Máximo a Posteriori
MCRB	Modified Cramer-Rao Bound	Cota Modificada de Cramer-Rao
ME	External Modulator	Modulador Externo
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Múltiples Entradas Múltiples Salidas
MOIQ	Modulator IQ	Modulador IQ
MPI	Multi Path Interference	Interferencia Multi Camino
MSB	Most Significant Bit	Bit Más Significativo
MSDD	Multi-Symbol Delay Detection	Detección por Retardo de Múltiples Símbolos
MSE	Mean Square Error	Error Cuadrático Medio
MZI	Mach Zehnder Interferometer	Interferómetro Mach Zehnder
MZM	Mach Zehnder Modulator	Modulador Mach Zender
NAD	Non Data Aided	No Asistido por Decisiones
NCO	Numerically Controlled Oscillator	Oscilador Controlado Numéricamente
NRZ	Non Return to Zero	No Retorno a Cero
OA	Optical Amplifier	Amplificador Óptico
OF	Optical Filter	Filtro Óptico
OIF	Optical Interconnection Forum	Foro de Interconexión Óptica
OPLL	Optical Phase-Lock Loop	Lazo de Enganche en Fase Óptico
ORN	Optically Routed Network	Red Enrutada Ópticamente
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio	Relación Señal a Ruido Óptica
OTN	Optical Transport Network	Red de Transporte Óptica
P-DPLL	Parallel Digital Phase-Lock Loop	Lazo de Enganche en Fase Digital Paralelo

Continúa en la página siguiente

Sigla	Inglés	Español
PDM	Polarization Division Multiplexing	Multiplexado por División de Polarización
PEC	Phase Error Computation	Cómputo de Error de Fase
PI	Proportional plus Integral	Proporcional más Integral
PLL	Phase-Lock Loop	Lazo de Enganche en Fase
PMD	Polarization Mode Dispersion	Dispersión por Modo de Polarización
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Modulación en Amplitud y Cuadratura de Fase
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura
RF	Radio Frequency	Radio Frecuencia
RFD	Rotational Frequency Detector	Detector Rotacional de Frecuencia
RFE	Receiver Front End	Frente del Receptor
ROADM	Reconfigurable Optical Add-drop Multiplexer	Multiplexor Agregador y Desagregador Óptico Reconfigurable
RTL	Register Transfer Level	Nivel de Transferencia de Registros
S-DPLL	Serial Digital Phase-Lock Loop	Lazo de Enganche en Fase Digital Serie
SBS	Stimulated Brillouin Scattering	Esparcimiento Brillouin Estimulado
SNR	Signal to Noise Ratio	Relación Señal a Ruido
SOPMD	Second Order Polarization Mode Dispersion	Dispersión por Modo de Polarización de Segundo Orden
SRS	Stimulated Raman Scattering	Esparcimiento Raman Estimulado
SSMF	Standard Single Mode Fiber	Fibra Monomodo Estandar
SVT	Standard Voltage Threshold	Umbral de Voltage Estandar
TL	Transmitter Laser	Láser Transmisor
VV	Viterbi and Viterbi	Viterbi y Viterbi
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Multiplexado por División de Longitud de Onda

Variables de Ecuaciones

Variable	Descripción
M	Número de símbolos que componen la modulación
k	Número de bits codificados en un símbolo de información
T	Período de símbolo o baudio [seg]
P	Factor de paralelismo
L	Profundidad de pipeline
L_w	Profundidad de pipeline necesarios por el bloque W_k
D	Retardo total por paralelismo y pipeline
N	Media longitud de un filtro FIR, de un total de $2N+1$
N_ψ	Número de bits empleados para representar $\psi_n^{(p)}$ y θ_n
N_p	Número de bits empleados para representar la ganancia $K^{(p)}$
N_i	Número de bits empleados para representar la ganancia $K^{(i)}$
N_r	Número de bits empleados para representar el módulo ρ_n
B	Número de fases de prueba empleado por el algoritmo BPS
$s(t), s_n$	Símbolo de información
b_k	Bits de información
$g(t)$	Filtro de conformación pulso
$E_s(t)$	Campo óptico eléctrico transmitido [V/m]
$E_o(t)$	Campo óptico eléctrico del oscilador láser local [V/m]

Continúa en la página siguiente

Variable	Descripción
$E_k(t)$	Campo óptico eléctrico a la entrada de los foto-diodos [V/m]
$N(t)$	Campo óptico de ruido ASE [V/m]
ω_s	Frecuencia angular de la portadora láser transmitida [rad]
ω_o	Frecuencia angular del oscilador láser local [rad]
ω_c	Error de frecuencia angular entre oscilador láser local y remoto [rad]
f_s	Frecuencia de la portadora láser transmitida [Hz]
f_o	Frecuencia del oscilador láser local [Hz]
f_c	Error de frecuencia entre oscilador láser local y remoto [Hz]
Ω_c	Pulsación angular [rad/seg]
$P_k(t)$	Señal eléctrica de salida en los foto-diodos [V ² /m ²]
ε	Coefficiente de transferencia de potencia de un divisor óptico
$S_{D,k}$	Responsividad del foto-diodo
$r(t), r_n$	Señal recibida de información más ruido
\tilde{r}_n	Señal recibida con compensación del error de frecuencia
$\tilde{\tilde{r}}_n$	Señal recibida con compensación del error de frecuencia y fase
$\eta(t), \eta_n$	Componente de ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN)
$\varphi_s(t)$	Distorsión de fase total sobre la portadora óptica [rad]
$\varphi_o(t)$	Distorsión de fase total sobre la portadora óptica local [rad]
$\varphi(t)$	Distorsión de fase total de la portadora óptica local y remota [rad]
$\hat{\varphi}_n$	Estimación de fase [rad]
$\hat{\varphi}^{(b)}$	Fase de prueba utilizada por el algoritmo BPS [rad]
$\phi_s^{(lw)}(t)$	Componente de ruido de fase Wiener en la portadora óptica [rad]
$\phi_n^{(lw)}$	Componente total de ruido de fase Wiener en la portadora óptica local y remota [rad]
$\phi_s^{(1/f)}(t)$	Componente de ruido 1/f o flicker en la portadora óptica [rad]
$\phi_n^{(ase)}$	Componente de ruido ase en la fase [rad]
$\tilde{\phi}_n$	Fase de la muestra recibida mapeada al primer cuadrante del plano complejo [rad]
$\hat{\phi}_n$	Fase de la muestra recibida demodulada por el lazo integral y mapeada al primer cuadrante del plano complejo [rad]
$\Delta\Omega_s(t)$	Componente en la fase de las fluctuaciones en frecuencia de la portadora óptica [rad]

Continúa en la página siguiente

Variable	Descripción
$\Delta\Omega(t),$ $\Delta\Omega_n$	Componente total en la fase de las fluctuaciones en frecuencia de la portadora óptica [<i>rad</i>]
A_p	Amplitud de la fluctuación en frecuencia de la portadora [<i>Hz</i>]
Δf_c	Frecuencia de la fluctuación en frecuencia de la portadora [<i>Hz</i>]
$\Delta\nu$	Ancho de línea del espectro de luz del oscilador láser [<i>Hz</i>]
$\Delta\nu_c$	Ancho de banda del resonador [<i>Hz</i>]
$h\nu$	Energía del fotón [<i>eV</i>]
P_o	Potencia de salida del oscilador láser [<i>Watts</i>]
$\vartheta^{(lw)}$	Proceso Gaussiano blanco [<i>rad/seg</i>]
$S_{\vartheta}(\omega)$	Densidad espectral de potencia del proceso Gaussiano blanco $\vartheta^{(lw)}$ [<i>Watts/rad</i>]
σ_{ϑ}^2	Varianza del proceso Gaussiano $\vartheta^{(lw)}$ [<i>rad²</i>]
$S(f)$	Densidad espectral de potencia del ruido 1/ <i>f</i> [<i>Watts/rad</i>]
S_o	Especificación de densidad espectral de potencia ruido 1/ <i>f</i> en la posición espectral F_o [<i>rad²/Hz</i>]
F_o	Especificación de frecuencia de ruido 1/ <i>f</i> para S_o [<i>Hz</i>]
ρ_n	Módulo de la señal de información más ruido recibida r_n
A_n	Módulo de símbolo de información s_n <i>M</i> -PSK ó <i>M</i> -QAM [<i>rad</i>]
ζ_n	Fase del símbolo de información s_n <i>M</i> -PSK ó <i>M</i> -QAM [<i>rad</i>]
ϵ_n	Error de fase [<i>rad</i>]
$\bar{\epsilon}_n$	Error de fase acumulado [<i>rad</i>]
$\hat{\psi}_n$	Fase estimada de la portadora [<i>rad</i>]
f_{clock}	Frecuencia del reloj de procesamiento [<i>Hz</i>]
$F(z)$	Función de estimación o filtrado
$L(z)$	Función filtro de lazo
$\Psi(z)$	Función NCO
\mathcal{E}	Función de cómputo de error de fase
\mathcal{V}_M	Función de potencia <i>M</i>
\mathcal{U}	Función unwrap o desenvolvimiento de fase
\mathcal{Q}	Función de detección o slicer
\mathcal{D}	Función de cómputo de distancia euclidiana
\mathcal{F}_D	Función de cómputo de latencia por pipeline y paralelismo

Continúa en la página siguiente

Variable	Descripción
\tilde{u}_n	Señal sin componente en fase de la modulación
u_n	Señal de error de fase
c_i	Coefficientes óptimos para estimación de fase
$\tilde{d}_n^{(b)}$	Distancia euclidiana instantánea
$d_n^{(b)}$	Distancia euclidiana cuadrática promedio
θ_n	Fase total de la muestra recibida r_n [rad]
θ'_n	Fase total de la muestra recibida r_n sin componente de fase modulante [rad]
$\tilde{\theta}_n$	Fase total de la muestra recibida r_n demodulada y mapeada al primer cuadrante del plano complejo [rad]
$\hat{\theta}_n$	Fase total de la muestra recibida r_n demodulada por el lazo integral y mapeada al primer cuadrante del plano complejo [rad]
θ_0	Diferencia angular entre símbolos no diagonal y diagonal en constelación 16-QAM [rad]
$K^{(p)}$	Ganancia proporcional del filtro de lazo
$K^{(i)}$	Ganancia integral del filtro de lazo
$\hat{\rho}_u$	Umbral superior de módulo
$\hat{\rho}_l$	Umbral inferior de módulo
ϱ_n	Fase del símbolo de información mapeada al primer cuadrante del plano complejo [rad]
$\hat{\varrho}_n$	Estimación de la fase del símbolo de información mapeada al primer cuadrante del plano complejo [rad]
$f(\rho_n, \tilde{\phi}_n)$	Función de estimación de la fase del símbolo de información mapeada al primer cuadrante del plano complejo
ψ_n	Estimación de fase realizada por el DPLL [rad]
$\psi_n^{(p)}$	Estimación de fase realizada por el DPLL, lazo proporcional [rad]
$\psi_n^{(i)}$	Estimación de fase realizada por el DPLL, lazo integral [rad]
$\bar{\psi}_n^{(p)}$	Complemento a dos de $\psi_n^{(p)}$
ϱ_k	Fase acumulada del símbolo de información mapeada al primer cuadrante del plano complejo
$\bar{\varrho}_{P-1}$	Complemento a dos de la fase acumulada del símbolo de información mapeada al primer cuadrante del plano complejo

CAPÍTULO 1

Introducción

***Síntesis:** En el presente capítulo se introducirán los diferentes aspectos que han motivado el desarrollo de esta Tesis. Luego, se revisará el Estado del Arte en donde es posible tomar contacto con las problemáticas actuales del área de desarrollo de este trabajo. Finalmente, se presentarán los objetivos y las contribuciones realizadas a lo largo de esta Tesis.*

1.1. Motivación

Los enlaces ópticos de comunicación en redes metropolitanas y de larga distancia se encuentran experimentando una transición hacia la tecnología de detección coherente y formatos de modulación de alta eficiencia espectral, tal como modulación de doble polarización en cuadratura de fase o modulación de doble polarización en amplitud y cuadratura de fase. A diferencia de los sistemas de detección directa, los sistemas coherentes preservan completamente la amplitud, fase y estado de polarización del campo óptico recibido, permitiendo ecualizar sin penalización algunas de las imperfecciones de la fibra óptica, como por ejemplo, dispersión cromática y dispersión por modo de polarización. A su vez, la combinación de detección coherente y procesamiento digital de señales permite reemplazar algunos de los componentes ópticos empleados en el tratamiento de la señal óptica recibida.

Los 20 años que demandaron la inserción del paradigma coherente al mundo de las comunicaciones ópticas permitió, sin intención, el progreso de la tecnología CMOS (*Complementary metal-oxide-semiconductor*), haciendo que la capacidad de procesar señales en el dominio digital, en términos de compuertas y frecuencia de operación, crezca drásticamente. Tradicionalmente, el seguimiento del estado de la polarización y el de la evolución de la fase de la portadora han sido dos limitantes dado a que impactan significativamente en la complejidad del receptor óptico coherente [1]. En la nueva generación de receptores, estas operaciones ya son implementadas en el dominio digital, permitiendo, así, efectuar una reducción significativa en la complejidad del transceptor. En particular, la recuperación de la fase de la portadora, que mantuvo ocupado a científicos y diseñadores debido a los elevados niveles de ruido de fase de los láseres utilizados, fue posible llevarla a cabo gracias a la implementación digital de algoritmos eficientes de estimación y compensación de fase de la portadora. Las propuestas de Andrew Viterbi [2] y Timo Pfau [3] son un claro ejemplo. Sin embargo, los láseres comerciales presentan fluctuaciones de frecuencia, originadas por vibraciones mecánicas y el ruido de las fuentes de alimentación [4], afectando severamente el desempeño de estos algoritmos; tal impacto no ha sido considerado sino hasta ahora.

La presencia de estas fluctuaciones puede ser sobrellevada por medio de algoritmos de recuperación de portadora con gran ancho de banda. No obstante, el procesamiento en paralelo necesario para alcanzar las tasas de información requeridas (esto es más de 40 Gb/s) introduce latencia y puede degradar el desempeño de algunos algoritmos, principalmente aquellos que emplean realimentaciones. Las arquitecturas sin realimentaciones para recuperación de frecuencia como las propuestas por Andreas Leven [5], Jens Rasmussen [6] o Irshaad Fatadin [7] logran superar algunas de las limitaciones relacionadas a la latencia. Sin embargo, ciertos algoritmos por sus propias características no son capaces de seguir

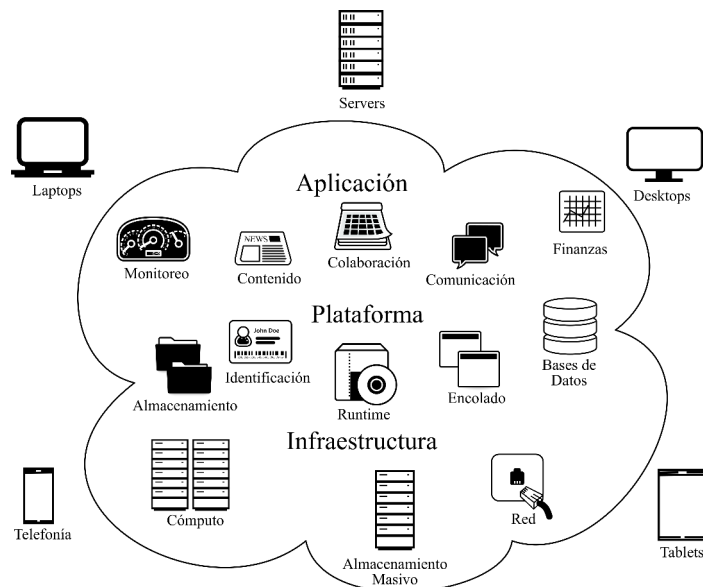


Figura 1.1: *Diagrama representativo de cómputo en la nube.*

esta variación de la frecuencia y, en otros casos, su complejidad crece fuera de los límites prácticos en el proceso de paralelización. En el caso particular de los lazos de enganche en fase (*Phase-Lock Loop (PLL)*) digitales, la latencia introducida en la realimentación no solo limita su ancho de banda posible, sino que también reduce su desempeño en relación al rango de captura y seguimiento [3, 8, 9], características distintivas del PLL y deseables bajo el contexto introducido. De acuerdo a lo mencionado, es posible notar que las alternativas serie tradicionalmente utilizadas, al ser paralelizadas presentan limitaciones para estimar y compensar todos los efectos presentes en la portadora láser. Una solución integral al problema planteado aún no ha sido alcanzada y, en consecuencia, este panorama da lugar a numerosos desafíos y oportunidades para la realización de aportes innovadores que contribuyan al saber científico y tecnológico.

1.1.1. Contexto general

La consolidación de los sistemas de comunicaciones digitales dio paso a las redes de conmutación de paquetes. Si bien la filosofía original de la red de redes o *Internet* de la década de los 80 prevalece en la actualidad, el tipo y número de servicios que esta ofrece ha crecido en forma exponencial. Hoy en día, el paradigma de cómputo distribuido, denominado “Cómputo en la Nube”, permite ofrecer servicios de cómputo a través de la Internet. Bajo esta metodología, las aplicaciones y funcionalidades que un sistema informático tradicional brinda se proveen como servicios en línea desde la nube de Internet. Dentro de estos servicios se pueden destacar: contenido, almacenamiento, finanzas y edición de vídeo, audio y texto (ver Fig. 1.1). Sus beneficios son numerosos entre los cuales se pueden resaltar el acceso global, el mantenimiento de la infraestructura de hardwa-

re y software simplificado y la escalabilidad. Desde la perspectiva de las comunicaciones digitales, resulta imposible desatender los requerimientos de ancho de banda de las diferentes jerarquías de la infraestructura de red que debe dar soporte a esta nueva filosofía de trabajo, que hemos denominado *Cómputo en la Nube*.

Por su parte, la telefonía móvil a partir de su segunda generación (2G) emplea procesamiento y transmisión digital de la información de voz y servicios de mensajería como correo electrónico y mensajes de texto, incorporando, de esta manera, datos a la red celular. La migración a la tercera generación (3G) incluía a la segunda e incorporaba numerosos servicios de datos para dar soporte a los nuevos teléfonos inteligentes. La actual tecnología de cuarta generación (4G) se basa completamente en el *Protocolo de Internet (IP)* y proyecta velocidades de acceso que van desde 100 Mb/s hasta 1 Gb/s permitiendo transmisión de vídeo en tiempo real. Así, como se ejemplifica en la Fig. 1.1, la telefonía móvil converge a la nube de cómputo en donde se encuentran la mayoría de los servicios. Nuevamente, es posible notar que la eficiencia de la red móvil moderna depende del soporte de la infraestructura de la red de datos y, fundamentalmente, del ancho de banda que estas puedan proveer.

Finalmente, en concordancia con lo expuesto, en la Fig. 1.2(a) de [10] se ofrece un panorama de la demanda de ancho de banda proyectada en donde se puede observar un rápido incremento debido a la aparición de aplicaciones en línea. Se estima que en el año 2017 se alcanzará el umbral de 1.4 Zeta Byte por año. En la Fig. 1.2(b) de [11] se presenta el aumento proyectado de personas que utilizarán almacenamiento en la nube entre los años 2013 al 2018. Se calcula que, para el año 2018, el 53% de la población que utiliza Internet usará almacenamiento en la nube.

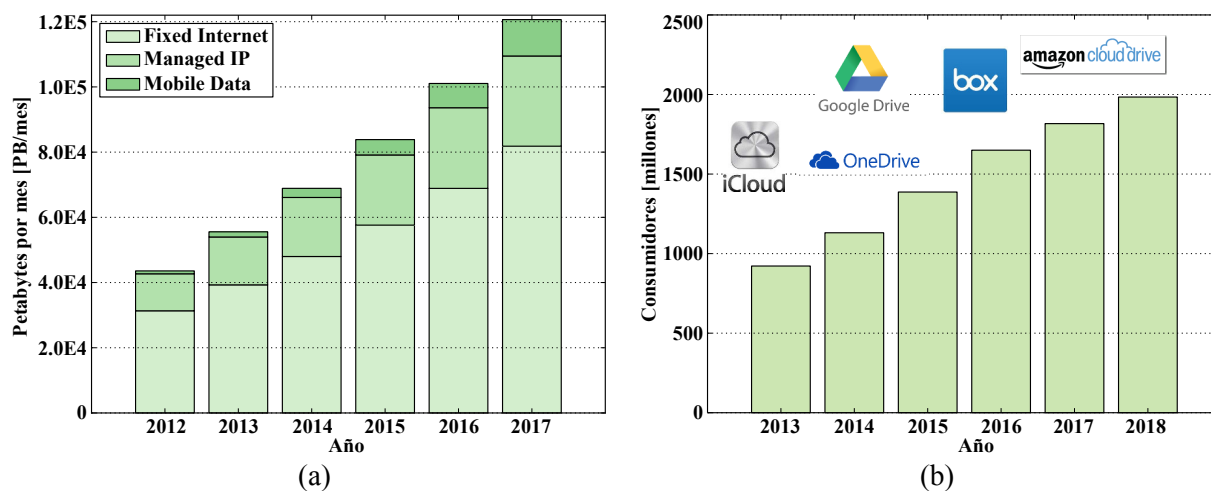


Figura 1.2: (a) *Demanda de ancho de banda proyectada.* (b) *Proyección del incremento de usuarios con almacenamiento en la nube.* ©Cisco

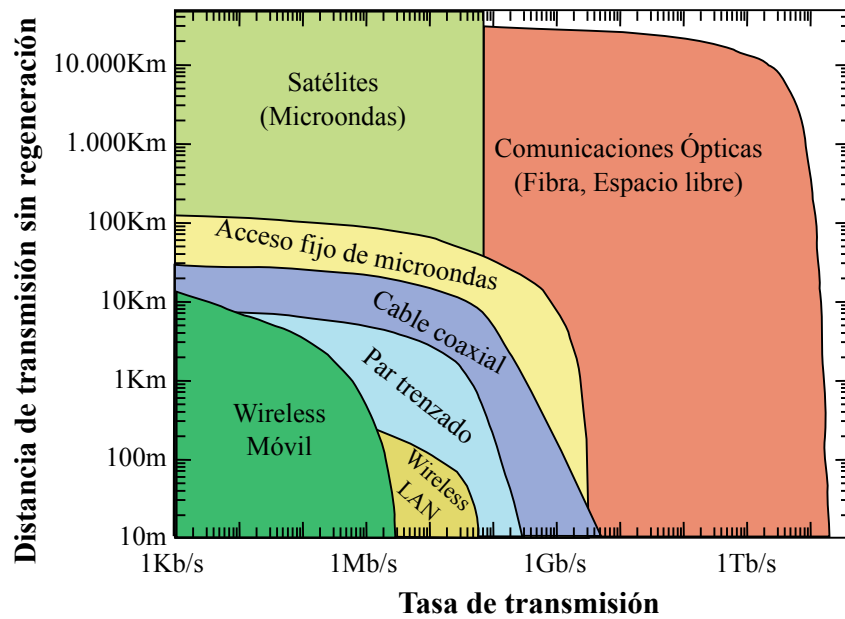


Figura 1.3: Mapa comparativo de Tecnologías y medios de transmisión. Distancia sin regeneración respecto a la tasa de transmisión.

1.1.2. El medio de transmisión

Nuestra sociedad, técnicamente denominada “sociedad de la información”, dispone de una amplia variedad de sistemas de comunicaciones de banda ancha. Este sin precedente de opciones le da soporte a los diferentes tipos de servicios que han sido mencionados en apartados anteriores, como Internet de alta velocidad, servicios de voz y datos móviles, cómputo en la nube, almacenamiento remoto, entre otros. Una manera de comparar todas estas tecnologías es analizando la máxima tasa de transmisión y distancia posible de alcanzar sin regeneración.

En la Fig. 1.3 de [12] se comparan, de acuerdo a la métrica mencionada, las tecnologías de radio frecuencia (RF) y ópticas más utilizadas para comunicaciones cableadas e inalámbricas. Las líneas de frontera entre tecnologías representan los límites de estas que son continuamente desplazados de acuerdo a los diferentes avances tecnológicos.

En el margen superior derecho de la Fig. 1.3 se puede observar claramente que los sistemas de comunicaciones ópticas son capaces de soportar tasas del orden de los Tb/s a lo largo de varios miles de kilómetros, lo que convierte a la fibra óptica en el medio favorito para las redes cableadas de alta capacidad. La excelente respuesta en frecuencia que la fibra óptica posee la coloca en una posición sin rivales alcanzando 0.2 dB/Km a lo largo de varios THz . Existen reportes de enlaces de 10000 Km a velocidades superiores a los 10 Tb/s , logrando un producto de velocidad x distancia de 36 Pb/sKm sobre un solo filamento de fibra óptica de $125 \mu\text{m}$ de diámetro.

Finalmente, es posible concluir que el canal de fibra óptica presenta numerosas virtudes desde lo concerniente a las telecomunicaciones. Es por estas cualidades que este medio

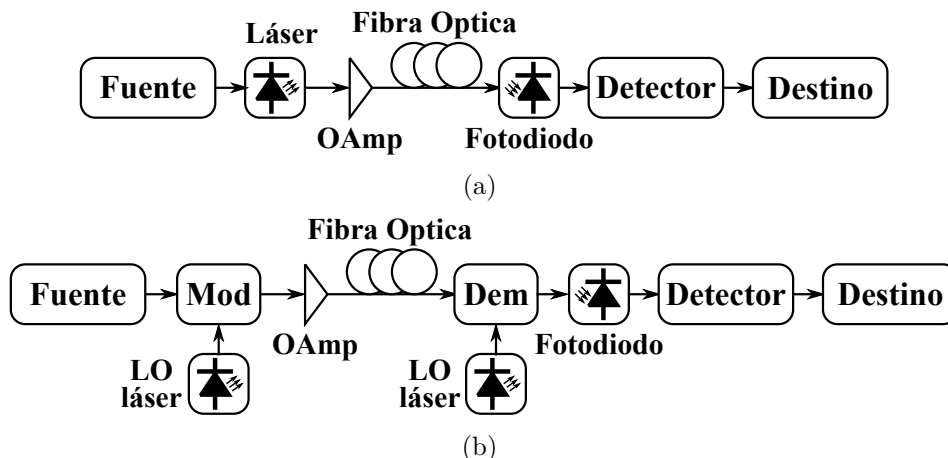


Figura 1.4: Esquemas de transmisión y detección óptica. (a) Modulación de intensidad del láser y detección directa. (b) Modulación en amplitud y fase con detección coherente.

de transmisión es seleccionado para la próxima generación de redes de datos que darán soporte no solo a las troncales sino también a las redes de menor jerarquía como las de llegada al hogar [13].

1.1.3. Sistemas ópticos de comunicación

Las primeras investigaciones y desarrollos de sistemas de comunicaciones para fibra óptica se iniciaron a mediados de la década del 70 [14]. Al comienzo, aquellos sistemas empleaban esquemas de modulación en intensidad y detección directa (IMDD) y han sido utilizados en los sistemas de comunicaciones ópticas hasta la actualidad [15, 16, 17], ver Fig. 1.4(a). Estos sistemas IMDD tienen la gran ventaja de que su sensibilidad es independiente de la fase de la portadora y del estado de polarización de la señal de entrada, siendo que ambos parámetros fluctúan aleatoriamente.

A pesar de que la primera propuesta de un sistema de comunicación óptica coherente fue realizada en los años 70 por DeLange en [18], este esquema no atrajo la atención de los desarrolladores. Esto se debió, principalmente, a la sensibilidad de los receptores al estado de polarización de la señal y la fluctuación aleatoria de la fase de la portadora óptica, a causa del gran ruido de fase de los láseres semiconductores (ver diagrama en bloques de la Fig. 1.4(b)). Si bien el receptor coherente ofrecía ventajas como la posibilidad de utilizar modulación multinivel, espectralmente más eficiente, el empleo de técnicas de compensación de dispersión de la fibra (*Group-delay Dispersion (GDV)*) y la mejora significativa de la sensibilidad, este no parecía ser una necesidad o una solución efectiva en términos de costos para la época. Por lo tanto, la aplicación del paradigma IMDD conjuntamente con la multiplexación por longitud de onda (*Wavelength Division Multiplexing (WDM)*) y la utilización de amplificadores (*Erbium-doped Fiber Amplifier (EDFA)*), que permitían amplificar múltiples canales WDM en forma simultánea, fueron la opción preferida para

incrementar la capacidad de transmisión de las redes de fibra óptica.

Por todos estos motivos la promoción de la investigación y desarrollo de las comunicaciones ópticas coherentes se interrumpieron por aproximadamente 20 años.

1.1.3.1. Mayor demanda, nuevas necesidades

Con el incremento vertiginoso de la demanda de ancho de banda, la atención se comenzó a centrar en la utilización de esquemas de modulación con mayor eficiencia espectral [1, 12]. El empleo de modulación DQPSK con detección directa permitía mantener la tasa de baudios en 10 Gbaud y, por lo tanto, duplicar la tasa de bit, esto es 20 Gb/s . En este esquema el detector requería dos interferómetros Mach-Zehnder (MZI) y cuatro fotodiodos, incrementando la complejidad más allá de lo requerido por el paradigma IMDD. Mientras que la complejidad del detector directo se incrementa con la modulación, el receptor coherente comenzó a resultar más atractivo debido a que este último es agnóstico al tipo de modulación.

El concepto de detección directa fue llevado un paso más allá implementando multiplexación por división de polarización (*Polarization Division Multiplexing (PDM)*) y de esta manera, mediante PDM-DQPSK, fue posible cuadruplicar la tasa de bits, esto es 40

Tabla 1.1: *Complejidad de receptores ópticos.*

Formato de Modulación	Componentes del Receptor	Operaciones ópticas por dimensión de la señal	Grado de libertad por dimensión de la señal
IM-DD	OBF, PD	2.00	0.00
DBPSK-DD	OBF, MZI, 2PD	4.00	1.00
DQPSK-DD	OBF, C, 2MZI, 4PD	4.00	1.00
PDM-DQPSK-DD	OBF, POLC, PBS, 2C, 4MZI, 8PD	4.25	1.50
QAM-2D-ChD	OBF, POLC, 90°H, LO, 2PD	3.00	1.50
PDM-QAM-4D-ChD	OBF, 2PBS, 2x90°H, LO, 4PDF	2.50	0.25
PDM-QAM-5D-ChD	5D-H, LO 5PD	3.00	0.25

IM	Modulación por intensidad	DD	Detección directa
x D	x dimensional	ChD	Detección coherente
OBF	Filtro pasa banda óptico	PD	Fotodiodo
MZI	Interferómetro Mach-Zehnder	C	Acoplador óptico
PBS	Divisor de polarización	90°H	Híbrido de 90°
LO	Oscilador local	POLC	Control de polarización

Gb/s . Ahora, para detectar este formato de modulación eran necesarios ocho fotodiodos sobre cuatro receptores balanceados, cuatro MZI, un separador de polarizaciones y realizar el control de la polarización. En contraposición, un detector coherente digital puede detectar la misma señal utilizando cuatro fotodiodos, dos híbridos de 90° , un separador de polarizaciones y un oscilador láser local. Por consiguiente, la detección coherente para PDM-DQPSK es más simple que el caso directo, generando un punto de inflexión a favor de la detección coherente. La Tabla 1.1, extraída de [1], muestra dos medidas de complejidad de un receptor. Por un lado, presenta el número de operaciones ópticas necesarias, mientras que, por el otro, enumera los grados de libertad por dimensión que requiere un lazo de control individual para ser implementado. Esta última métrica se vincula con el costo o complejidad de poner en funcionamiento el sistema de comunicación.

Con el objetivo de lograr tasas de transmisión iguales o superiores a los $100 Gb/s$, se ha demostrado que el esquema IMDD no es el adecuado debido a su baja tolerancia a la dispersión por modo de polarización (*Polarization Mode Dispersion (PMD)*) presente en la mayoría de la población de fibra a nivel global [1]. En contraposición, el esquema coherente permite recuperar toda la información del campo eléctrico óptico, magnitud y fase, y por lo tanto es posible compensar efectos como dispersión cromática (*Chromatic Dispersion (CD)*) y la PMD prácticamente en su totalidad, lo que permite mantener gran parte del plantel de fibra ya distribuido. Al mismo tiempo, es posible compensar el estado de polarización de la señal y las variaciones de fase de la portadora. A esto se le suma la evolución de los láseres GaALAs con menor ruido de fase como consecuencia de la reducción del ancho de línea, menor a $10 MHz$.

1.1.4. Procesamiento digital de señales en receptores coherentes

Sin lugar a dudas el retraso de aproximadamente 20 años que demandó la inserción del paradigma coherente al mundo de las comunicaciones ópticas jugó en su favor. Esto le permitió, por primera vez, a las técnicas de procesamiento digital de señales llevar las velocidades de procesamiento al nivel de las tasas de información óptica.

En [1] se analiza la evolución histórica de las velocidades de transmisión óptica y la velocidad de procesamiento de los microprocesadores Intel. Como se puede apreciar en la Fig. 1.5, las velocidades de transmisión óptica y de los chips de Intel siguen una pendiente de crecimiento paralela con un factor de 4 por cada 5 años, a pesar de la diferencia de 12 años de los sistemas electrónicos con los ópticos. Junto con el rápido progreso de la tecnología CMOS, la capacidad de procesamiento de señales (en términos de compuertas y frecuencia de operación) mejoró drásticamente y el desarrollo de sistemas coherentes digitales para señales del tipo $100 Gb/s$ comenzó a parecer posible.

El seguimiento del estado de la polarización y de la evolución de la fase de la portadora han sido considerados tradicionalmente dos aspectos limitantes debido a que impactan

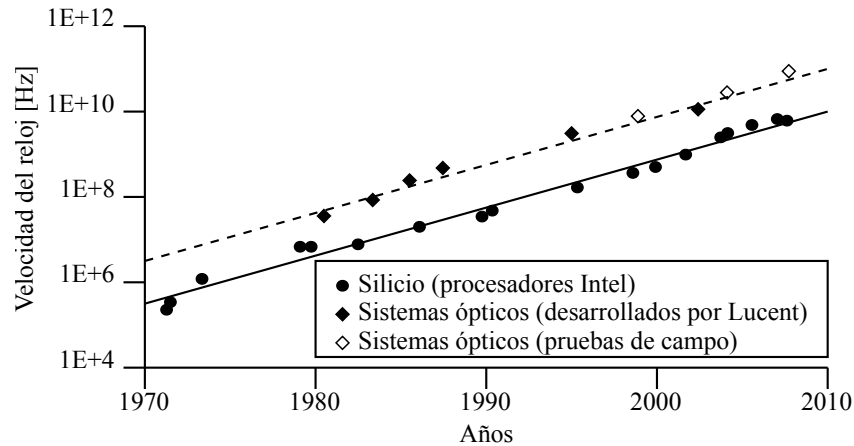


Figura 1.5: *Desarrollo paralelo de la velocidad en sistemas ópticos y procesamiento en silicio, con líneas de tendencia para los procesadores de Intel (líneas sólidas) y sistemas ópticos desarrollados por Lucent (líneas de trazos).*

significativamente en la complejidad del receptor coherente para comunicaciones ópticas. En los receptores intradinos, estas operaciones son implementadas en el dominio eléctrico digital, permitiendo, así, efectuar una reducción dramática en la complejidad del transceptor. Más aún, dado que el receptor coherente mapea el campo óptico dentro de su ancho de banda en el dominio eléctrico, se maximiza la eficacia del procesamiento de señales. Luego, utilizando procesamiento digital de señales no solo es posible compensar eficientemente el estado de polarización de la señal y la fase de la portadora sino también CD y PMD empleando filtros lineales.

Finalmente, en el dominio digital es posible implementar un mecanismo que permite sincronizar el receptor en la frecuencia y fase de los osciladores láser transmisor y receptor. Dado que el procesamiento digital elimina la necesidad de un PLL óptico, que a su vez es complejo de implementar, es posible utilizar como oscilador de corrida libre láseres más económicos disponibles en el mercado (ver Fig. A.1(c) del Apéndice A).

1.1.5. Consideraciones finales

Como se resume de todo lo anterior, para cubrir la creciente demanda de ancho de banda y así poder dar soporte a los numerosos servicios digitales actuales y futuros, las redes de fibra óptica en conjunto con la utilización de sistemas de transmisión coherentes son la solución teórica más eficiente al problema planteado. Sin embargo, para que esto sea posible en la práctica y escalable en el tiempo es fundamental trasladar la mayor parte del procesamiento al dominio digital. De este modo, surge la necesidad de desarrollar y reformular algoritmos de procesamiento digital de señales para cumplir con las numerosas funciones de un receptor coherente para comunicaciones ópticas. El tratamiento de los algoritmos de recuperación de portadora resulta de particular interés en la presente Tesis.

Entre los desafíos con los que se enfrentan los algoritmos de recuperación de portadora digital para receptores de fibra óptica se destacan el gran corrimiento de frecuencia típico de la configuración intradina, en el rango de los $\pm 5 \text{ GHz}$ [19], los elevados niveles de ruido de fase del láser [8], las fluctuaciones de frecuencia originadas por vibraciones mecánicas y fuentes de alimentación [4], como así también la presencia de ruido $1/f$ (o ruido flicker) [20]. Todo esto resulta como consecuencia del tipo de láseres empleados para estas aplicaciones [21].

La presencia de los efectos anteriormente mencionados puede ser sobrellevada por medio de algoritmos de recuperación de portadora con gran ancho de banda. No obstante, el procesamiento paralelo necesario para alcanzar las tasas de información requeridas (esto es más de 40 Gb/s) introduce latencia y representa otro de los desafíos en el proceso de diseño e implementación de estos algoritmos, particularmente en los sistemas con realimentaciones. Hasta el momento, una solución conjunta, eficiente y de baja complejidad al problema planteado no habría sido presentada. Sin embargo, existen propuestas que resuelven parcialmente la problemática de la recuperación de portadora. Por un lado, la compensación del ruido de fase del láser se puede realizar por medio de los algoritmos directos introducidos por Andrew Viterbi en [2] y Timo Pfau en [3], los cuales resuelven la problemática relativa a la latencia y pueden ser fácilmente paralelizados. Por otro lado, estos estimadores asumen la ausencia o precisa compensación del error y fluctuaciones de frecuencia, dejando por sentado la necesidad de recuperar y seguir eficientemente la frecuencia de la portadora óptica. Los esquemas no realimentados de recuperación de frecuencia de la portadora como los presentados por Andreas Leven [5], Jens Rasmussen [6] o Irshaad Fatadin [7] logran evadir algunas de las limitaciones relacionadas a la latencia. A pesar de esto, ciertos algoritmos por sus características intrínsecas no tienen capacidad de seguimiento de la fluctuación de la frecuencia, mientras que en otros su complejidad en el proceso de paralelización crece fuera de las posibilidades prácticas. Los lazos de enganche en fase digitales típicamente empleados, por su parte, exhiben características distintivas y deseables en este contexto, como la capacidad de captura y de seguimiento de los parámetros de frecuencia y fase de la portadora. Sin embargo, la latencia por paralelización tradicional introducida en la realimentación limita su ancho de banda y, en efecto, las capacidades ya mencionadas del DPLL [3, 8, 9].

Si bien en secciones posteriores se desarrollará el Estado del Arte de lo presentado hasta el momento, es posible notar que tanto las alternativas tradicionalmente empleadas como las más recientes presentan limitaciones para estimar y compensar todos los efectos existentes en la portadora óptica. Una solución integral al problema no ha sido aún alcanzada y, en consecuencia, este panorama da lugar a numerosos desafíos y oportunidades para la realización de aportes innovadores que contribuyan al saber científico y tecnológico.

1.2. Objetivos

1.2.1. Línea de investigación

El advenimiento de la tecnología coherente como estándar de las nuevas redes ópticas de datos de alta velocidad [22], ha abierto la puerta a la utilización de procesamiento digital de señales con el fin de reducir complejidad y lograr desempeños cercanos a los óptimos. Dentro de los beneficios de digitalizar el receptor coherente se encuentra la posibilidad de realizar la recuperación de portadora aplicando técnicas bien conocidas [23]. No obstante, esta nueva oportunidad ha puesto al descubierto numerosas vacantes en el desarrollo de algoritmos de procesamiento de señales de alta velocidad. Si bien la tecnología CMOS se encuentra en un punto de madurez adecuado para cumplir con esta tarea [1], las elevadas tasas de procesamiento requeridas, superiores a 10 Gs/s , no permiten emplear las técnicas habituales de procesamiento serial. De esta manera, el procesamiento en paralelo y la utilización de técnicas de paralelización resultan inevitables.

Si nos independizamos de las restricciones de implementación debido a la elevada tasa de datos, existen numerosas alternativas de algoritmos de recuperación de portadora con desempeños eficientes en diversos sentidos de optimización. Es posible hallar propuestas que se adapten al medio de comunicación que se esté analizando. Las redes ópticas de alta velocidad con transceptores ópticos coherentes no son la excepción y, como se desarrollará próximamente en el Estado del Arte, existen diversas opciones para cumplir con los objetivos. Sin embargo, al considerar las elevadas tasas de procesamiento requeridas para lograr las diferentes velocidades de transmisión, el procesamiento serial de la información se vuelve inviable por lo que resulta imperioso implementar procesamiento paralelo y aplicar técnicas de paralelización a los algoritmos en cuestión. Si bien la paralelización de los algoritmos es la solución técnica necesaria, también es en este punto donde comienzan los desafíos y se plantea una bifurcación en el análisis. Por un lado, los algoritmos sin realimentaciones, como [2, 3], no presentan dificultades ni pérdida de desempeño al ser paralelizados. Por otro lado, los algoritmos con realimentaciones, como es el caso de los lazos enganchados en fase [23, 24], se ven seriamente afectados en su desempeño debido a la propia latencia en la paralelización, llevando al lazo de recuperación de portadora a un punto inestable o de muy bajo rendimiento que no cumple con los requisitos del sistema.

Si bien los efectos presentes en la portadora óptica como el error de frecuencia y ruido de fase del láser son conocidos desde épocas tempranas al igual que los algoritmos necesarios para estimarlos y compensarlos, en Agosto del 2010 se reportó formalmente la presencia de fluctuaciones o jitter senoidal de frecuencia en la portadora óptica, originada por diversos mecanismos en los láseres empleados para estas aplicaciones [4]. El impacto de estas fluctuaciones resultaba negativo en el desempeño de los algoritmos de seguimiento del ruido de fase del láser y hasta el momento no se ha propuesto una solución a esta

problemática.

En la presente Tesis se demostrará que un PLL dirigido por decisiones [23] ofrece ventajas en algunos de los aspectos de la recuperación de portadora como, por ejemplo, el seguimiento del mencionado jitter senoidal de frecuencia como así también la compensación del error de frecuencia. A pesar de que el PLL es tradicionalmente modelado como un filtro lineal, hipótesis válida para el cómputo de la función de transferencia de pequeña señal [23], el PLL es un filtro no lineal y por lo tanto no es posible utilizar la bien conocida técnica de paralelización propuesta por Parhi en [25], denominada *Unfolding Technique*, que es estrictamente aplicable a filtros lineales. Finalmente, resulta necesario hallar una aproximación diferente para sobrellevar el problema de la latencia en una implementación paralela del PLL.

1.2.2. Objetivos iniciales

A continuación se detallan los objetivos propuestos al inicio de la investigación doctoral:

- *Investigar los efectos presentes en la portadora óptica que son causa de degradación del desempeño de los receptores ópticos coherentes.*
- *Relevar los algoritmos y arquitecturas de recuperación de portadora presentes en la bibliografía.*
- *Evaluar y verificar el desempeño de los algoritmos y arquitecturas de recuperación de portadora de mayor relevancia en la bibliografía en presencia de los efectos de degradación de la portadora.*
- *Desarrollar una arquitectura digital de recuperación de portadora paralela, de complejidad reducida y eficiente en presencia de los efectos de degradación investigados.*

Como se demostrará en los siguientes capítulos, los objetivos planteados al inicio de esta Tesis Doctoral pudieron ser alcanzados a partir de la publicación de diferentes trabajos científicos y patentes. Entre ellos se destaca la propuesta de un método de paralelización de baja latencia de un PLL dirigido por decisiones para la compensación del error de frecuencia y fluctuaciones de frecuencia de la portadora.

1.3. Estado del arte

La reciente actualización de los estándares Ethernet y OTN para 40/100 Gb/s [22], los primeros dispositivos comerciales disponibles a estas tasas de operación [26, 27] como así también los nuevos requerimientos para 400 Gb/s y 1Tb/s generados por la OIF [28] en

2013, confirman el vertiginoso crecimiento de la demanda de ancho de banda de la última década.

La demanda de ancho de banda proyectada (esto es $\geq 100 \text{ Gb/s}$) ha establecido las bases para la nueva generación de Ethernet y OTN y, consecuentemente, han renovado el interés en la detección óptica coherente, como así también en modulaciones espectralmente eficientes como es el caso de M -PSK y M -QAM. Más precisamente, la conjunción entre detección intradina coherente, PDM, QPSK/16-QAM y compensación electrónica de la dispersión (*Electronic Dispersion Compensation (EDC)*) [29, 30], permite alcanzar una buena relación de compromiso entre complejidad, eficiencia espectral, minimización de distorsiones no lineales y la posibilidad de compensar completamente sin penalidad los principales causales de deterioro de rendimiento del canal de fibra óptica [29], esto es, PMD y CD [31]. En otras palabras, todos estos aspectos pueden resumirse en una mejor sensibilidad del receptor en comparación con los esquemas IMDD [15, 16].

La recepción coherente intradina surge como criterio de diseño para reducir la complejidad, en donde el oscilador láser local y el remoto se encuentran en modalidad de corrida libre (ver Apéndice. A). La frecuencia de los láseres típicamente utilizados para este tipo de aplicaciones tienen una precisión de fin de vida establecida en [21] que se encuentra en el rango $\pm 2.5 \text{ GHz}$, lo que significa que es posible alcanzar errores de frecuencia residual en el rango $\pm 5 \text{ GHz}$. A su vez, los requerimientos de ruido de fase de los láser utilizados dependen del tipo de red óptica a la cual se aplique el transceptor¹. De esta manera, el ancho de línea de los láseres podrá ir desde unos cientos de Kilo Hertz hasta un par de decenas de Mega Hertz. Recientemente, se ha reportado en la bibliografía [4] la presencia de fluctuaciones en la frecuencia de la portadora láser originadas por vibraciones mecánicas, interferencias electromagnéticas de las fuentes de alimentación y características intrínsecas de los láseres. Estas fluctuaciones se presentan como una modulación en frecuencia de baja velocidad $\sim 35 \text{ KHz}$ pero con desviaciones de varios cientos de Mega Hertz, esto es $< 500 \text{ MHz}$.

En este contexto, la recuperación de portadora juega un papel fundamental en los receptores ópticos coherentes [8, 27, 29]. El seguimiento del ruido de fase del láser ha sido desde los primeros días un tópico de preocupación y debate que ha mantenido ocupada a la comunidad científica hasta la actualidad. Trabajos como los de M. G. Taylor y E. Ip en [8, 9] han sido la punta de lanza que ha abierto el camino en esta temática. Ip y Taylor han provisto las herramientas y lineamientos generales para lograr un entendimiento acabado del problema, contemplando diferentes condicionantes como el propio ruido de fase, el ruido ASE o la latencia por paralelización, para arribar a una solución cercana a la óptima. En el caso particular del error de frecuencia, Ip en [9] demuestra que este no solo afecta el proceso de detección sino también el proceso de estimación del ruido de

¹Redes ópticas de Larga Distancia (*Long Haul (LH)*), Metropolitana (*Metro*) o Acceso (*Access*).

fase del láser. La varianza del error de estimación incrementa directamente en proporción al error de frecuencia residual y, por lo tanto, el desempeño del receptor en general se ve comprometido. De igual manera, M. Kushnerov en [4] demuestra experimentalmente, y por primera vez, el impacto negativo que tienen las variaciones de la frecuencia de la portadora provocadas por vibraciones mecánicas en los algoritmos de seguimiento del ruido de fase del láser. De acuerdo al estudio bibliográfico realizado y como se demostrará en las próximas secciones, este problema se mantuvo en vigencia hasta la publicación de los trabajos de este autor y que dan sustento a la presente Tesis.

1.3.1. Compensación del error de frecuencia

En base a lo mencionado, la compensación de error de frecuencia ($\pm 5 \text{ GHz}$) no resulta una tarea trivial debido al nivel de precisión y rango de captura necesarios, como así también, a la necesidad de utilizar procesamiento en paralelo para cumplir con los requerimientos de velocidad de transmisión. Por estos motivos, diversas estrategias de pre sintonización o recuperación gruesa de portadora (*Coarse Carrier Recovery* (CCR)) son aplicadas en el dominio digital [26, 27, 32, 33, 34]. Estas tienen como objetivo trasladar el espectro de la información a frecuencias que se encuentren dentro del rango de captura de algoritmos más precisos, comúnmente denominados de recuperación fina de portadora (*Fine Carrier Recovery* (FCR)). En particular, estas últimas técnicas serán abordadas en la presente Tesis.

Diferentes técnicas de estimación y compensación del error de frecuencia han sido investigadas en trabajos previos. Si bien no es posible generalizar, en gran medida la técnica de estimación del error de frecuencia, como se verá también la técnica de estimación de fase, es dependiente del tipo de modulación empleada. Esto es así ya que para realizar la estimación de dicho parámetro, en general, es necesario remover los cambios de fase originados por los símbolos de información. Debido a su simetría radial, la modulación M -PSK resulta ser la más sencilla de procesar ya que permite utilizar técnicas bien conocidas como M -power en donde, por ejemplo, para el caso particular de QPSK las muestras de la señal de entrada son elevadas a la cuarta potencia. En los trabajos [5, 6, 19, 35] se presentan diferentes propuestas para el caso de modulación mencionado. En particular, el trabajo de A. Leven [5], en cierta manera, sienta el criterio de estimación adoptado por los demás autores para receptores intradinos en presencia de ruido de fase del láser. Al ser este último un proceso Wiener, la diferenciación de la fase de la portadora permite blanquear dicho proceso y, por consiguiente, tratarlo como un sistema convencional de señal más ruido Gaussiano. De este modo, el filtro de promedio móvil resulta ser una solución de baja complejidad y eficiente en términos de capacidad de estimación. Si consideramos ahora modulación 16-QAM, no es posible aplicar el método de potencia M , al menos en forma directa debido a que no posee simetría radial. La propuesta realizada por

I. Fatadin en su trabajo [7] permite aplicar el método desarrollado por A. Leven utilizando un criterio de clasificación de los símbolos de la constelación, en este caso 16-QAM. De este modo, solo considera los símbolos diagonales de la constelación 16-QAM que se mapean directamente en la constelación QPSK y que son consecutivos cronológicamente. No menos innovador resulta [36] en donde se utilizan símbolos de entrenamiento para luego aplicar la metodología propuesta por A. Leven. Finalmente, adoptando un criterio de operación diferente al desarrollado hasta el momento, se encuentran los trabajos [37, 38] donde utilizan la transformada Z chirp o entropía de la fase como método de estimación.

De lo expuesto hasta el momento es posible extraer tres aspectos fundamentales. Primero, la influencia de la técnica de modulación seleccionada en el diseño e implementación de los algoritmos de estimación de frecuencia debe ser cuidadosamente analizada. El caso particular de la modulación 16-QAM ha representado un nuevo desafío para la estimación eficiente y de baja complejidad. Segundo, las propuestas mencionadas pueden ser implementadas empleando técnicas de procesamiento paralelo. Este último aspecto de diseño es fundamental y excluyente para que una arquitectura digital pueda ser implementada en un receptor óptico coherente intradino. Es por este motivo que hasta el momento no se ha considerado viable la utilización del PLL [23] como una alternativa para la compensación del error residual de frecuencia, debido a la dificultad existente en la implementación de lazos de realimentación en sistemas de procesamiento de alta velocidad, donde la latencia introducida por el procesamiento en paralelo resulta perjudicial para el sistema [5, 39]. Un intento exitoso para sobrellevar este obstáculo pero con un enfoque diferente se encuentra en los trabajos [40, 41, 42, 43] que proponen la utilización de un método de paralelización, habitualmente empleado en microprocesadores, denominado “Superscalar Parallelization”. Por su característica constructiva resulta necesaria la utilización de grandes cantidades de unidades de almacenamiento como así también la de símbolos pilotos insertados periódicamente con el fin de mantener los PLL enganchados. Tercero, podemos decir que existen técnicas de compensación de error de frecuencia bien desarrolladas y maduras que permiten compensar este efecto en forma eficiente.

1.3.2. Compensación del ruido de fase del láser

Dado los niveles de ruido de fase en los láseres empleados en este tipo de aplicaciones [21], los algoritmos de estimación de fase sin realimentaciones como el de Viterbi y Viterbi (VV) [2] o BPS (*del inglés, Blind Phase Search*) [3] han sido propuestos para receptores ópticos coherentes. Esto es así debido a su alta tolerancia al ruido de fase del láser y la viabilidad de ser implementados en paralelo, sobrellevando las limitaciones relacionadas a la latencia asociada al proceso de paralelización. Al igual que en el caso de los algoritmos de estimación de error de frecuencia, su complejidad de implementación está directamente ligada al tipo de modulación. El algoritmo BPS propuesto por T. Pfau, no solo resulta

atractivo por su alta eficiencia de estimación, sino también por operar con diferentes tipos de modulación. No obstante, la complejidad del mismo crece rápidamente con el orden de la modulación. En tal sentido, el algoritmo propuesto por A. Viterbi presenta un menor grado de utilización de recursos pero solo puede ser empleado en modulaciones del tipo M -PSK. Si bien diferentes propuestas han sido realizadas para extrapolar su funcionamiento con modulación M -QAM [44, 45, 46], su desempeño no alcanza al propuesto por T. Pfau. En otra línea de trabajo, M. Nazarthy extiende su propuesta original de detección auto coherente en el dominio óptico [47] (*Multi-Symbol Delay Detector (MSDD)*) al dominio eléctrico en [48, 49] considerando modulación QPSK mientras que recientemente en [50, 51], lleva más allá su propuesta, considerando modulación 16-QAM con sendas optimizaciones para la implementación en paralelo. Estos trabajos no solo se destacan por marcar una línea independiente de trabajo y de gran tolerancia al ruido de fase, sino también, por poseer un mecanismo adaptativo que le permite minimizar en sentido cuadrático medio el error de estimación de acuerdo a la relación señal a ruido presente. Debido a que la técnica MSDD basa su funcionamiento en la codificación diferencial de los símbolos QPSK o 16-QAM, la penalidad intrínseca de la modulación diferencial restringe su aplicación, sobre todo al considerar la penalización en SNR sobre los códigos correctores de errores.

Los esquemas sin realimentaciones mencionados asumen una perfecta compensación del error de frecuencia de la portadora, condición que no siempre es satisfecha en situaciones prácticas, de acuerdo a lo desarrollado en secciones anteriores. Las líneas de trabajo de I. Fatadin y M. Nazarthy evidencian lo mencionado al considerar mecanismos adicionales para tal fin. Finalmente, es necesario destacar que el método de paralelización polifásica empleado por Nazarthy exacerba los efectos del ruido de fase y fluctuaciones de frecuencia del láser en proporción al grado de paralelismo (P) utilizado².

1.3.3. Compensación de fluctuaciones de frecuencia

Como hemos anticipando a lo largo de los apartados anteriores y ha sido demostrado en [4], la inestabilidad en la frecuencia de los osciladores láser local o remoto, originada por vibraciones mecánicas y propiedades intrínsecas de los láseres, degrada significativamente el desempeño de los algoritmos de estimación y compensación de fase. Otros efectos como el ruido de las fuentes de alimentación introduce fluctuaciones de la frecuencia de la portadora óptica con idéntico impacto en el desempeño del receptor. De acuerdo al relevamiento bibliográfico realizado por el autor de esta Tesis, no se registran antecedentes de propuestas para compensar el impacto de estas perturbaciones, sino hasta el año 2011. En los trabajos [52, 53], el autor propone la utilización de un PLL digital (DPLL) dirigido por

²Para un mayor entendimiento se recomienda [49]

decisiones para el seguimiento y compensación de estas fluctuaciones y del error residual de frecuencia. Para este fin, se plantea un método de paralelización del PLL digital, de baja latencia. En forma casi simultánea, en marzo del año 2012, M. Chen en [32] propone una arquitectura de coprocesamiento, ASIC más microcontrolador, para la compensación del error de frecuencia y el seguimiento de fluctuaciones de frecuencia de la portadora. En el mismo año, M. A. Castrillón presenta en [54] una nueva arquitectura para detección y corrección de saltos de fase (*del inglés, Cycle Slip*) que opera en conjunto con la arquitectura propuesta en [53], debido a que considera la presencia de error y fluctuaciones de frecuencia. En tanto que, en [33], D. V. Plant introduce su arquitectura de estimación por bloques siguiendo la línea de M. Chen y tomando como referencia lo reportado en [53]. Esta arquitectura se divide en una etapa de ajuste grueso del error de frecuencia y una de seguimiento de las variaciones de la portadora. De acuerdo a lo reportado por D. V. Plant, al igual que en el caso MSDD, el grado de paralelización tiene un fuerte impacto en la capacidad de estimación del algoritmo. En todos los casos los autores consideraron modulación QPSK. Recientemente, D. E. Crivelli en [27] publica la implementación de un transceptor óptico coherente comercial para 50 Gb/s con compensación electrónica de dispersión (EDC), integrado en un proceso CMOS de 40 nm, en donde se referencia la utilización de la propuesta [53] para compensación del error residual de frecuencia y fluctuaciones.

La evolución de la demanda de ancho de banda eleva los requerimientos de velocidad de modo que resulta necesario incrementar la eficiencia espectral de las modulaciones empleadas. De acuerdo a lo introducido en la presente sección, 16-QAM es el siguiente candidato para alcanzar el objetivo de 100 Gb/s utilizando multiplexación por división de polaridad. En esa línea de trabajo, en el año 2013 este autor introduce en [55, 56] una extensión del DPLL paralelo de baja latencia ya propuesto, considerando modulación 16-QAM. Recientemente, en el año 2014, L. A. Rush estudia el impacto de las fluctuaciones de frecuencia senoidales del láser en [57, 58] para 100 Gb/s utilizando modulación 64-QAM. En estos trabajos se propone una técnica de estimación espectral por bloques, basada en la transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform (FFT)*) en conjunto con el algoritmo BPS para la corrección de la fase. Si bien la propuesta de L. A. Rush resulta de interés dado que reutiliza la FFT presente en la etapa de compensación de la dispersión cromática, los resultados reportados son optimistas dado que los escenarios de prueba mencionados son más benignos en relación a los resultados de mediciones reportadas por M. Kushnerov en [4]. En la actualidad, año 2015, D. A. Morero en [59] presenta una serie de consideraciones y desafíos prácticos en la implementación de sistemas de comunicaciones ópticas coherentes en donde el efecto de las fluctuaciones de frecuencia de la portadora es enumerado dentro de los desafíos a afrontar. A su vez, M. A. Castrillón [60] asciende un escalón más y analiza el desempeño de los esquemas iterativos para la detec-

ción y decodificación conjunta en canales ópticos coherentes en presencia de fluctuaciones de frecuencia. En ambos casos, Morero y Castrillón, toman como referencia los trabajos [53, 55].

En última instancia, K. Ishida en [61] elabora un estudio numérico y experimental del impacto de la modulación en frecuencia de los láseres sobre receptores coherentes empleando modulación QPSK. En este último trabajo, el autor sienta referencias numéricas en términos de la densidad espectral de potencia tolerada. Es de interés destacar que los estudios de K. Ishida, de L. A. Rush, M. A. Castrillón y D. A. Morero hacen referencia a los trabajos del autor de esta Tesis [53, 55] y remarcan la importancia del impacto de las fluctuaciones de la frecuencia de la portadora, como también justifican la necesidad de implementar técnicas de compensación.

1.4. Contribuciones

De acuerdo con lo desarrollado hasta el momento, para lograr satisfacer la demanda de ancho de banda mencionada mediante la utilización de técnicas de procesamiento digital de la señal, es fundamental la utilización de métodos de procesamiento en paralelo. En otros términos, es necesario reformular los algoritmos de recuperación de portadora para que puedan implementarse en paralelo y, así, alcanzar la tasa de información buscada.

Los lazos enganchados en fase ofrecen excelentes cualidades de funcionamiento debido a su capacidad de estimar o engancharse en fase con la portadora en presencia de error de frecuencia como así también de seguir sus fluctuaciones, como sería el caso de las fluctuaciones senoidales de frecuencia debido a vibraciones mecánicas. La característica recursiva del PLL dificulta su implementación de alta velocidad en paralelo, al menos hasta ahora, debido a la latencia de procesamiento extra requerida, desestimándolo en la bibliografía como una potencial solución. En la presente Tesis se propone un método de paralelización del PLL de baja latencia que permite su implementación en sistemas de comunicaciones de 40/100 Gb/s. El método de paralelización y su desempeño en relación a la capacidad de estimación de los parámetros mencionados se desarrolla en la publicación *“A Novel Low-Latency Parallel Architecture for Digital PLL With Application to Ultra-High Speed Carrier Recovery Systems, Programmable Logic (SPL), 2011 VII Southern Conference on, IEEE Abril 2011”*. Al mismo tiempo en dicha publicación se propone la utilización del PLL en el dominio de la fase, criterio que permite reducir la demanda de unidades aritméticas sustituyendo multiplicadores en el dominio complejo por operaciones de suma simples y más veloces.

En relación a lo mencionado en el párrafo anterior, tanto las vibraciones mecánicas, las interferencias electromagnéticas de las fuentes de alimentación como así también las características intrínsecas de los láseres empleados en este tipo de aplicaciones in-

roducen fluctuaciones de frecuencia de la portadora que resultan perjudiciales para el correcto desempeño de los diferentes algoritmos de estimación de fase utilizados para mitigar los efectos del ruido de fase del láser[4]. En consecuencia, en la presente Tesis también se propone la utilización del PLL digital paralelo de baja latencia como una etapa previa de procesamiento de la información de fase con el objetivo de remover o al menos mitigar el efecto de estas fluctuaciones. La publicación “***A New Parallel Carrier Recovery Architecture for Intradyn Coherent Optical Receivers in the Presence of Laser Frequency Fluctuations***, Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), IEEE Diciembre 2011 ” formaliza dicha propuesta considerando modulación QPSK para aplicaciones de 40 Gb/s y al algoritmo de Viterbi y Viterbi como segunda etapa de estimación de fase. La utilización del PLL paralelo de baja latencia permite compensar las fluctuaciones de la portadora minimizando el impacto de estas en los algoritmos de estimación de fase.

La necesidad de utilizar modulaciones espectralmente eficientes como 16-QAM, a consecuencia de la demanda constante de ancho de banda cierra la puerta a un problema y, al mismo tiempo, plantea un nuevo desafío. La remoción de los símbolos de información es una tarea ineludible en los algoritmos asistidos por decisiones. El procesamiento de los símbolos de la constelación 16-QAM ha sido abordado en esta Tesis proponiendo un método novedoso para su tratamiento fuera del lazo de realimentación y de esta manera lograr reducir la latencia de procesamiento que deteriora o hace inviable al PLL paralelo en sistemas de alta velocidad. El procesamiento de los símbolos de información fuera del lazo fue publicado en el siguiente letter “***Compensation of Laser Frequency Fluctuations and Phase Noise in 16-QAM Coherent Receivers*** , Photonics Technology Letters, IEEE Marzo 2013” y posteriormente complementado en el journal “***Efficient Parallel Carrier Recovery for Ultra-High Speed Coherent QAM Receivers with Application to Optical Channels*** Special Issue on Hardware Implementation of Digital Signal Processing Algorithms of the Journal of Electrical and Computer Engineering, HINDAWI Abril 2013”. En dichos trabajos se presenta al mismo tiempo la operatoria conjunta del PLL de baja latencia con el algoritmo de estimación de fase BPS propuesto por T. Pfau. Dicha combinación permite compensar eficientemente el ruido de fase del láser sin la influencia de las fluctuaciones de la portadora utilizando modulación 16-QAM a una tasa de símbolo de 32 Gs/s para aplicaciones de 100 Gb/s.

En función de lo mencionado, el PLL paralelo de baja latencia propuesto en esta Tesis demuestra cualidades deseables en aplicaciones de comunicaciones ópticas de alta velocidad debido a su capacidad de seguimiento, compensación y principalmente por su fácil proceso de paralelización. Esto es puesto en evidencia en el transaction “***Architecture of a Single-Chip 50Gb/s DP-QPSK/BPSK Transceiver with Electronic Disper-***

sion Compensation for Coherent Optical Channels, Transaction on Circuits and Systems I, IEEE Abril 2014” en donde la arquitectura propuesta es empleada en un tranceptor óptico de 50 Gb/s implementado en un chip monolítico en tecnología de integración CMOS de 40 nm utilizando modulación QPSK y BPSK sobre enlaces de fibra óptica monomodo de hasta 3500 Km de longitud.

Finalmente, la siguiente patente “*High-Speed Optical Communications System - United State Patent No. US 8,761,609 B1 - Junio 24 del 2014*” registra una arquitectura para un sistema de comunicación óptico coherente de alta velocidad.

1.5. Organización de la Tesis

En el *Capítulo 2* se introducirán los diferentes mecanismos de degradación que se encuentran en un enlace típico de alta velocidad por fibra óptica. Para ello, y sin pérdida de generalidad, se tomará como punto de partida una red enrutada ópticamente para llegar finalmente al modelo de canal que se considerará a lo largo de la Tesis. En el *Capítulo 3* se analizarán los algoritmos de recuperación de portadora sin realimentaciones que pueden ser paralelizados en forma directa y surgen como la alternativa para compensar el ruido de fase del láser. A su vez se demostrará que la presencia de fluctuaciones senoidales en frecuencia, producto de vibraciones mecánicas o ruido de fuentes de alimentación, actúan en detrimento del desempeño de estos algoritmos. En el *Capítulo 4* se analizará la recuperación de frecuencia de la portadora. Se podrá ver que los lazos de enganche en fase resultan sumamente atractivos debido a su respuesta dinámica, capacidad de enganche y baja complejidad, a pesar de ser un sistema realimentado. En el *Capítulo 5* se propondrá una nueva arquitectura de recuperación de portadora, de baja latencia y procesamiento paralelo, que resulta adecuada para receptores ópticos coherentes intradinos de ultra alta velocidad (por ejemplo ≥ 100 Gb/s). De esta manera, el nuevo DPLL se diseña para compensar, no solo el error de frecuencia sino también el efecto de la inestabilidad en frecuencia del láser, en donde esta última se debe a vibraciones mecánicas y ruido de fuentes de alimentación que denominamos fluctuaciones en frecuencia, y son causales de notables pérdidas de desempeño. En el *Capítulo 6* se evaluará y demostrará la efectividad de la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas ya propuesta, esquema que resulta adecuado para receptores ópticos coherentes intradinos de ultra alta velocidad (≥ 100 Gb/s). Finalmente, en el *Capítulo 7* se elaborarán las conclusiones de la Tesis y los futuros pasos a seguir.

CAPÍTULO 2

Sistemas de Comunicaciones Ópticas Coherentes

***Síntesis:**El objetivo del presente capítulo es introducir los diferentes mecanismos de degradación que se encuentran en la portadora óptica de un enlace típico de alta velocidad por fibra óptica. Para ello, y sin pérdida de generalidad, tomaremos como punto de partida un enlace entre dos transceptores ópticos coherentes para llegar finalmente al modelo de canal que se considerará a lo largo de esta Tesis.*

2.1. Introducción

En la Fig. 2.1 se presenta el diagrama en bloques simplificado del modelo de canal y receptor considerado en esta Tesis. Comenzando por el extremo izquierdo, lado transmisor, los bits modulan los parámetros de amplitud y fase del láser transmisor (TL) por medio de un modulador externo (ME). Luego, la portadora láser ya modulada se inserta en la fibra a través de la cual se propagará e introducirá dispersión cromática (CD), dispersión por modo de polarización (PMD) y también atenuación. A los efectos de mitigar la atenuación a lo largo del enlace se concatenan periódicamente amplificadores ópticos (OA) que, como contrapartida, agregan ruido de emisión espontánea amplificada (ASE) (ver Apéndice B). En el extremo receptor, lado derecho de la figura, la señal recibida es filtrada en el dominio óptico (OF) y procesada en la interfaz óptica (*Receiver Front-end (RFE)*). En ella se mezcla con el oscilador local láser (LO) y es demodulada a banda base para el caso homodino, a una frecuencia intermedia conocida para el caso heterodino o ninguna de las anteriores para el caso intradino, en donde LO se encuentra en corrida libre, tal como se introdujo en el Capítulo 1. En el caso particular de esta Tesis se considerará un receptor intradino. Seguido al traslado en frecuencia, se efectúa la conversión óptico eléctrica por medio de fotodiodos y la digitalización de la señal resultante por medio de los conversores analógico digital. Finalmente, las muestras digitales son entregadas a la etapa de procesamiento digital de señales (DSP) para efectuar las tareas de control de ganancia, ecualización, recuperación de sincronismo de símbolo, recuperación de portadora y detección [29].

A los fines de controlar o compensar el impacto de la CD sobre la señal recibida, es posible emplear fibras con coeficientes de dispersión ajustados para diferentes zonas espectrales, lo que permite reducir la dispersión acumulada a lo largo del enlace. Sin embargo, una baja dispersión exagera la influencia de los efectos no lineales [62]. Al mismo tiempo, es posible ajustar el coeficiente de dispersión para efectuar compensación pasiva con segmentos de fibra, habitualmente llamadas fibras de compensación [63]. En el dominio digital es posible aplicar técnicas de procesamiento digital de señales para llevar a cabo compensación activa de la dispersión, filtrado óptico pasa banda como así también dispersión por modo de polarización. Los métodos de ecualización digital o compensación

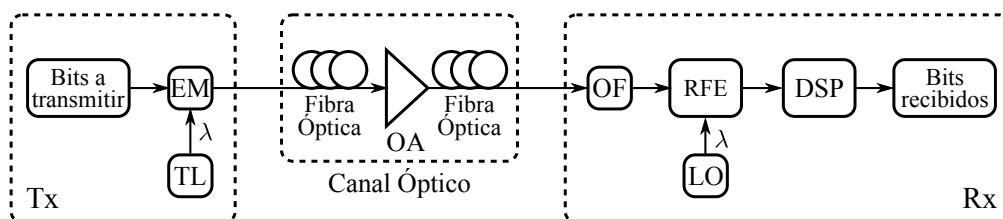


Figura 2.1: Estructura general de un enlace de fibra óptica coherente.

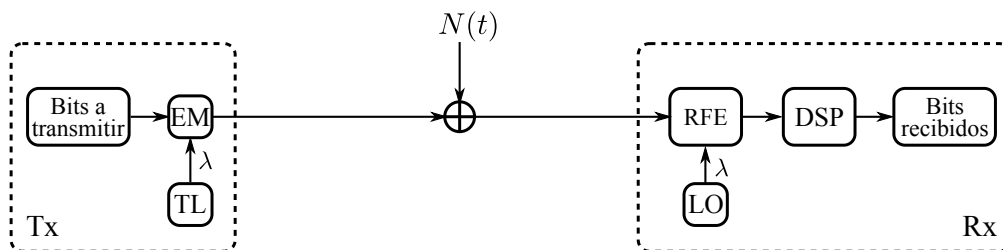


Figura 2.2: Enlace de fibra óptica equivalente aplicando técnicas de compensación de los efectos del canal óptico.

electrónica pueden ser aplicados tanto en el transmisor como en el receptor eficientemente [26, 27, 29, 30, 64]. Otra alternativa es la utilización de la técnica propagación inversa (*del inglés, back-propagation*) en el dominio digital para compensar los efectos de la interacción no lineal intracanal como así también efectos de la dispersión cromática sobre la señal. En ausencia de ruido óptico y filtrado óptico pasa banda es posible efectuar una compensación perfecta. Este método puede ser aplicado utilizando técnicas de procesamiento digital de señales indistintamente en el lado receptor o transmisor [62].

En función de lo mencionado, es posible dotar al transmisor o receptor con las herramientas necesarias para compensar tales efectos dispersivos como así también la interferencia generada por procesos no lineales dentro del mismo canal. De esta manera, es posible arribar a un modelo de sistema de comunicación óptica coherente realista y que se ajuste, sin pérdida de generalidad, al foco de la presente Tesis. La Fig. 2.2 representa el modelo de canal que se considera en lo subsiguiente, donde $N(t)$ representa la fuente de ruido ASE originado por la cadena de amplificación óptica. No obstante, como se introducirá en las siguientes secciones, existen agentes adicionales presentes en la portadora óptica que intervienen en el proceso de recuperación de sincronismo de portadora y, su presencia no puede ni debe ser omitida si se quiere evitar incurrir en la pérdida de desempeño del sistema de comunicación.

2.2. Sistemas ópticos de modulación y demodulación coherente

Una vez introducido el modelo de enlace de fibra óptica de la Fig. 2.2 es necesario comprender, en términos generales, la manera en que los extremos transmisor y receptor se vinculan a través de la fibra óptica. En otras palabras, es necesario comprender el proceso de modulación y demodulación llevado a cabo en los bloques ME y RFE de la Fig 2.2, que permiten realizar el paso de dominio eléctrico a óptico y viceversa. Tal como se introdujo, en el extremo transmisor los bits de información modulan la portadora óptica generada por un láser transmisor. De esta manera, las transiciones lógicas de los bits

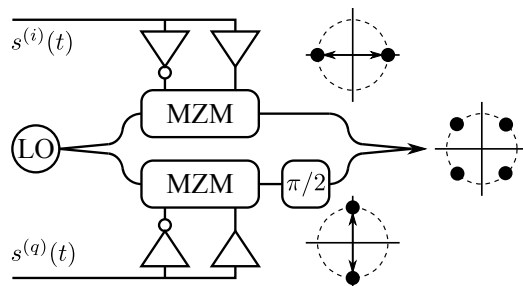


Figura 2.3: Implementación de un modulador NRZ óptico IQ para QPSK empleando interferómetros Mach-Zehnder.

imprimen cambios de fase o fase y amplitud para generar modulaciones del tipo M -PSK o M -QAM, respectivamente; aquí el parámetro $M = 2^k$ representa el número de símbolos que componen a la modulación en relación a la cantidad de bits k codificados en cada símbolo. En el lado receptor, el campo óptico recibido es mezclado con un oscilador láser local que puede o no estar en coherencia de fase y frecuencia con su homólogo transmisor con el objetivo de descomponer a la señal óptica en sus componentes en fase y cuadratura. Por último, es posible llevar a cabo eficientemente el proceso de reconstrucción de la información y de detección en el destino.

2.2.1. Modulación óptica

Centrando nuestra atención en el extremo transmisor, veremos con mayor detalle el proceso de modulación óptica. Esencialmente, se describirá como se produce el cambio de dominio eléctrico a óptico y cómo es posible elevar el orden de la modulación.

La Fig. 2.3 presenta la estructura del modulador de no retorno a cero (*Non Return to Zero (NRZ)*) QPSK que emplea dos interferómetros Mach-Zehnder (MZM) operando como moduladores de fase [12]. La luz del oscilador local láser se divide en dos caminos de igual intensidad mediante un divisor óptico. Luego, la fase de cada camino es modulada mediante composiciones constructivas o destructivas de acuerdo a la tensión de modulación $s^{(i)}(t)$ y $s^{(q)}(t)$, dados por

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k g(t - kT) \quad (2.1)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k^{(i)} g(t - kT) + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k^{(q)} g(t - kT) \quad (2.2)$$

$$= s^{(i)}(t) + j s^{(q)}(t), \quad (2.3)$$

siendo estos los pulsos eléctricos que representan la componente en fase y cuadratura de los símbolos de información, generados a partir de la convolución de los bits $b_k^{(i)}$ y $b_k^{(q)}$ con el filtro de conformación de pulso $g(t)$ (pudiendo ser este último el pulso raíz

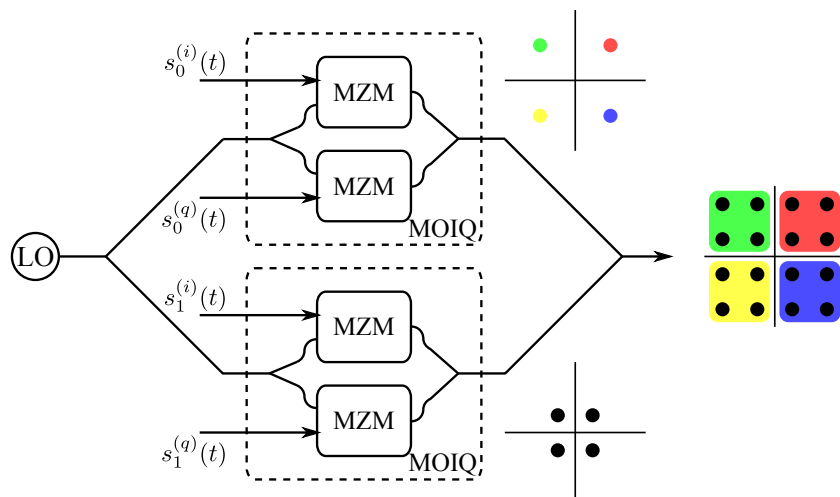


Figura 2.4: Implementación de un modulador NRZ óptico 16-QAM empleando dos moduladores IQ para QPSK en paralelo.

cuadrada de coseno realzado). Por último, como se puede apreciar en la rama superior e inferior de la Fig. 2.3, se generan dos constelaciones BPSK desfasadas $\pi/2$ radianes que son combinadas vectorialmente para formar una única constelación QPSK a la salida. Un aspecto a resaltar resulta ser el hecho de que las señales $s^{(i)}(t)$ y $s^{(q)}(t)$ son bifásicas y, en consecuencia, su generación resulta más sencilla en ultra alta velocidad que la generación de señales multinivel. Por lo tanto, resulta sencillo demostrar que el campo eléctrico de salida está dada por

$$E_s(t) = s(t)e^{j\omega_s t}, \quad (2.4)$$

siendo $\omega_s = 2\pi f_s$ la frecuencia angular de la portadora.

Luego, a partir del modulador óptico IQ (MOIQ) de la Fig. 2.3 y la ecuación (2.4) es posible elevar el orden de la modulación, empleando diversas configuraciones. Por ejemplo, en la Fig. 2.4 se presenta un modulador para el caso particular de 16-QAM, en donde se emplean dos MOIQ en paralelo [65]. La diferencia entre el modulador superior y el inferior estriba en el nivel de potencia de salida. De este modo, es posible lograr una correcta composición y, en consecuencia, una distribución equidistante de los símbolos. Es necesario destacar que, en términos generales, a partir de (2.4) es posible expresar cualquier modulación M -PSK o M -QAM.

2.2.2. Demodulación óptica

En el extremo receptor, el proceso de demodulación coherente se realiza por medio de una serie de mezclas entre el campo óptico recibido y un oscilador local láser. Finalmente, un conjunto de fotodiodos realiza la conversión del campo óptico a eléctrico.

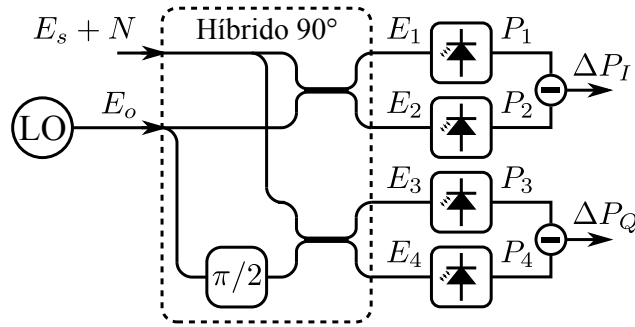


Figura 2.5: Demodulador óptico balanceado en cuadratura.

En la Fig. 2.5 se presenta el diagrama en bloques de la estructura de un demodulador óptico balanceado coherente en cuadratura. En concordancia con lo introducido en la sección anterior, $E_s(t)$ y $N(t)$ representan los campos ópticos incidentes de la señal y el ruido ASE, respectivamente, mientras que $E_o(t)$ es el oscilador láser local expresado como

$$E_o(t) = e^{j\omega_o t}, \quad (2.5)$$

siendo $\omega_o = 2\pi f_o$ la frecuencia angular del oscilador local. La arquitectura del demodulador consiste en un híbrido óptico de 90° que combina el campo óptico incidente con un oscilador local láser. Ambos campos se dividen por medio de divisores ópticos (también denominados acopladores ópticos direccionales) y alimentan ambas ramas en cuadratura. Las salidas del híbrido de 90° pasan a través de fotodetectores en donde se efectúa la conversión de campo óptico a eléctrico. Por último, la salida del demodulador es la diferencia entre las salidas de los fotodiodos.

Haciendo referencia nuevamente a la Fig. 2.5, el campo eléctrico incidente en los cuatro fotodetectores se puede expresar de la siguiente manera [8, 62, 66]:

$$E_1(t) = \sqrt{1-\varepsilon} [E_s(t) + N(t)] + \sqrt{\varepsilon} E_o(t) \quad (2.6)$$

$$E_2(t) = -\sqrt{\varepsilon} [E_s(t) + N(t)] + \sqrt{1-\varepsilon} E_o(t) \quad (2.7)$$

$$E_3(t) = \sqrt{1-\varepsilon} [E_s(t) + N(t)] + j\sqrt{\varepsilon} E_o(t) \quad (2.8)$$

$$E_4(t) = -\sqrt{\varepsilon} [E_s(t) + N(t)] + j\sqrt{1-\varepsilon} E_o(t), \quad (2.9)$$

en donde el signo del término de señal se debe a la conservación de la energía dentro del divisor óptico ideal con coeficiente de transferencia de potencia ε . Por su parte, la multiplicación por j se debe al desfase de 90° del oscilador local en el módulo híbrido. Luego de la fotodetección, las señales eléctricas

$$P_k(t) = S_{D,k} |E_k(t)|^2 \quad \text{con } k \in [1, 2, 3, 4], \quad (2.10)$$

obedecen a una ley cuadrática, con un rendimiento dependiente de la responsividad $S_{D,k}$ de los fotodiodos, esto es

$$\begin{aligned} P_1(t) &= S_{D,1}[(1 - \varepsilon)(|E_s(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E_s(t)N^*(t)\}) + \varepsilon|E_o(t)|^2 \\ &+ 2\sqrt{\varepsilon(1 - \varepsilon)} \operatorname{Re}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}], \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} P_2(t) &= S_{D,2}[\varepsilon(|E_s(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E_s(t)N^*(t)\}) + (1 - \varepsilon)|E_o(t)|^2 \\ &+ 2\sqrt{\varepsilon(1 - \varepsilon)} \operatorname{Re}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}], \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} P_3(t) &= S_{D,3}[(1 - \varepsilon)(|E_s(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E_s(t)N^*(t)\}) + \varepsilon|E_o(t)|^2 \\ &+ 2\sqrt{\varepsilon(1 - \varepsilon)} \operatorname{Im}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}], \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} P_4(t) &= S_{D,4}[\varepsilon(|E_s(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E_s(t)N^*(t)\}) + (1 - \varepsilon)|E_o(t)|^2 \\ &+ 2\sqrt{\varepsilon(1 - \varepsilon)} \operatorname{Im}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}]. \end{aligned} \quad (2.14)$$

La señal diferencia a la salida de los dos detectores balanceados es

$$\begin{aligned} \Delta P_I(t) &= P_1(t) - P_2(t) \\ &= [S_{D,1}(1 - \varepsilon) - S_{D,2}\varepsilon](|E_s(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E_s(t)N^*(t)\}) \\ &+ [S_{D,1}\varepsilon - S_{D,2}(1 - \varepsilon)]|E_o(t)|^2 \\ &+ 2[S_{D,1} + S_{D,2}]\sqrt{\varepsilon(1 - \varepsilon)} \operatorname{Re}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \Delta P_Q(t) &= P_3(t) - P_4(t) \\ &= [S_{D,3}(1 - \varepsilon) - S_{D,4}\varepsilon](|E_s(t)|^2 + |N(t)|^2 + 2 \operatorname{Re}\{E_s(t)N^*(t)\}) \\ &+ [S_{D,3}\varepsilon - S_{D,4}(1 - \varepsilon)]|E_o(t)|^2 \\ &+ 2[S_{D,3} + S_{D,4}]\sqrt{\varepsilon(1 - \varepsilon)} \operatorname{Im}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Por último si consideramos un receptor idealmente balanceado, donde $\varepsilon = 0,5$ y $S_{D,k} = S_D \forall k$, los términos de detección directa son cancelados y a la salida del receptor obtenemos

$$\Delta P_I(t) = 2S_D \operatorname{Re}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}, \quad (2.17)$$

$$\Delta P_Q(t) = 2S_D \operatorname{Im}\{E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)\}. \quad (2.18)$$

Donde $\Delta P_I(t)$ y $\Delta P_Q(t)$ son las componentes eléctricas en fase (I) y cuadratura (Q) previas al filtro receptor; dispositivo que puede ser implementado como un filtro apareado al pulso $g(t)$ de (2.1).

Continuando a partir de las ecuaciones (2.17) y (2.18), para arribar al modelo analítico de la señal ante la cual nos encontramos, es necesario expresar en términos de variables complejas la salida de los fotodetectores de la Fig. 2.5 como se detalla a continuación

$$r(t) = \Delta P_I(t) + j\Delta P_Q(t) \quad (2.19)$$

$$= 4S_D [E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t)], \quad (2.20)$$

sin pérdida de generalidad consideraremos $S_D = 1/4$, por lo tanto

$$r(t) = E_s(t)E_o^*(t) + N(t)E_o^*(t) \quad (2.21)$$

En el caso del campo óptico de ruido ASE, siendo $N(t)$ un proceso de ruido blanco complejo circularmente Gaussiano, el término

$$\eta(t) = N(t)E_o^*(t), \quad (2.22)$$

conserva sus propiedades de Gaussianidad ante la rotación producida por el oscilador local $E_o(t)$, de este modo, podemos reescribir (2.21) como sigue

$$r(t) = E_s(t)E_o^*(t) + \eta(t). \quad (2.23)$$

Como se puede observar en (2.23), el campo eléctrico transmitido se preserva a la salida de los fotodiodos. Por lo tanto, en condiciones de perfecto sincronismo de portadora, esto es $\omega_s = \omega_o$, y teniendo en cuenta (2.4) y (2.5) se puede demostrar que nos encontramos de frente a un canal con ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN)

$$r(t) = s(t) + \eta(t). \quad (2.24)$$

De esta manera, es posible recuperar la señal de información mediante técnicas bien conocidas [23].

2.3. Imperfecciones en los osciladores láser

En esta instancia, es oportuno enfocar el análisis en las imperfecciones presentes en los osciladores láser utilizados en el proceso de modulación y demodulación. A tal fin, se introduce el nuevo modelo de referencia bosquejado en la Fig. 2.6. Respecto al diagrama de la Fig. 2.2, es posible notar la sustitución del modulador externo y del mezclador

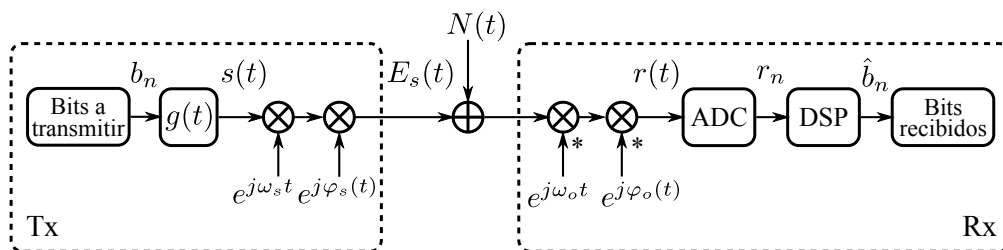


Figura 2.6: Diagrama en bloques del modelo de imperfecciones en los osciladores láser.

óptico (bloques EM y RFE) por exponenciales complejas, correspondientes a los términos de frecuencia angular (ω_s y ω_o) y fase ($\varphi_s(t)$ y $\varphi_o(t)$) de las portadoras ópticas empleadas en el transmisor y el receptor, respectivamente. Por lo tanto, de acuerdo a la Fig. 2.6, es posible reescribir (2.4) como se hace a continuación

$$E_s(t) = s(t)e^{j(\omega_s t + \varphi_s(t))}. \quad (2.25)$$

De este modo, la distorsión de fase introducida por la componente $\varphi_s(t)$ sobre la portadora óptica, puede ser descompuesta en las siguientes sub componentes

$$\varphi_s(t) = \phi_s^{(lw)}(t) + \phi_s^{(1/f)}(t) + \Delta\Omega_s(t), \quad (2.26)$$

donde $\phi_s^{(lw)}(t)$ se corresponde con el ruido de fase del láser, $\phi_s^{(1/f)}(t)$ es la componente en fase del ruido en frecuencia $1/f$, mientras que $\Delta\Omega_s(t)$ representa la componente en la fase de las fluctuaciones en frecuencia de la portadora, debido a vibraciones mecánicas como también al ruido introducido por las fuentes de alimentación del sistema. Más detalle acerca de estas imperfecciones se introducirán a continuación.

2.3.1. Ruido de fase del láser

El espectro de un láser no es perfectamente monocromático, sino que existen otras componentes denominadas ruido de fase. El origen del ruido de fase del láser es debido al ruido cuántico, particularmente a emisiones espontáneas del medio ganancia sobre los modos del resonador. El ruido de fase puede ser cuantificado por su densidad espectral de potencia en términos del corrimiento de fase producido, teniendo unidades de rad^2/Hz . La densidad espectral de potencia por lo general diverge en la cercanía de la frecuencia cero por lo que no es posible establecer un valor r.m.s. Dado que este tipo de ruido presenta características de una caminata aleatoria, resulta más conveniente especificarlo por medio del ancho de línea (*Linewidth* (lw))). Este valor representa el ancho total del espectro del láser en el punto de mitad de amplitud del espectro, expresado en términos de la frecuencia, número de onda o longitud de onda. Típicamente el ancho de línea de

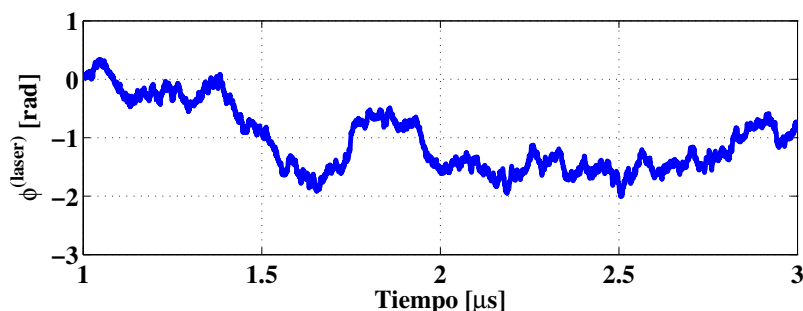


Figura 2.7: Evolución temporal del ruido de fase del láser para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $\sigma_{\phi}^2 = 1.69e-4 \text{ rad}^2$.

un láser puede ser representado por medio de la ecuación de Schawlow-Townes [67]

$$\Delta\nu = \frac{\pi h\nu(\Delta\nu_c)^2}{P_o}, \quad (2.27)$$

donde $h\nu$ es la energía del fotón, $\Delta\nu_c$ es el ancho de banda del resonador y P_o la potencia de salida del láser. El ancho de línea $\Delta\nu$ depende del tipo de láser que se emplee. Valores típicos para láseres de estado sólido estables o cavidad externa (*External Cavity Laser (ECL)*) en corrida libre se encuentran en el orden de los *KHz*, mientras que para láseres semiconductores el ancho de línea se encuentra en el rango de los *MHz*.

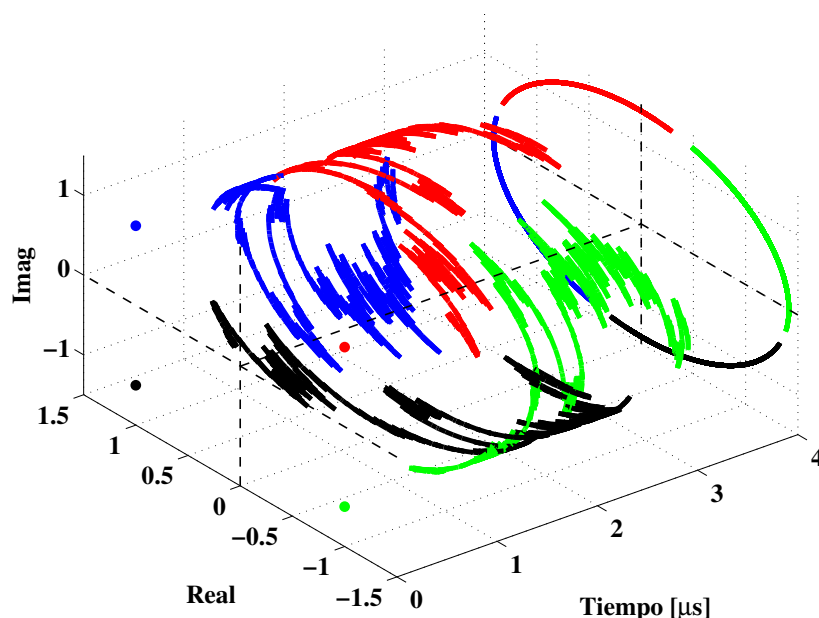


Figura 2.8: Efecto del ruido de fase del láser sobre una portadora modulada QPSK para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $\sigma_{\phi}^2 = 1.69e-4 \text{ rad}^2$. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin ruido de fase. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con ruido de fase del láser. Líneas de trazos: Límites de las regiones de decisión.

Finalmente, el ruido de fase es modelado como un proceso de Wiener tal que

$$\phi^{(lw)}(t) = \int_0^t \vartheta^{(lw)}(\tau) d\tau, \quad (2.28)$$

donde $\vartheta^{(lw)}$ es un proceso Gaussiano blanco con media cero y densidad espectral de potencia constante $S_{\vartheta}(\omega) = 2\pi\Delta\nu$ [8, 9, 29, 68]. Debido a que el ruido de fase del láser es modelado como un proceso Wiener, es posible demostrar que $E\{\phi(t)^{(lw)}\} = 0$ y $\text{Var}\{\phi(t)^{(lw)}\} = 2\pi\Delta\nu t$. La Fig. 2.7 presenta la evolución en el tiempo del ruido de fase. A su vez la Fig. 2.8 permite observar el impacto del mismo sobre una portadora modulada QPSK.

2.3.2. Ruido $1/f$

La pureza espectral de los láseres semiconductores empleados en comunicaciones ópticas coherentes resulta fundamental para asegurar el óptimo desempeño del transceptor. Debido a su pequeño tamaño, poca superficie de reflexión y el acoplamiento de fase a amplitud, como se mencionó con anterioridad, los láseres semiconductores poseen un elevado ancho de línea que se encuentra en el rango de las decenas de MHz . Ha sido demostrado experimentalmente [20] que si bien el ancho de línea disminuye con el incremento de la potencia del láser, (ver (2.27)) esta disminución no continúa en el límite de alta potencia [69]. Esta contribución independiente de la potencia se debe a la presencia del ruido de baja frecuencia $1/f$ y no a causa del ruido ASE. En los láseres semiconductores el ruido $1/f$ se encuentra en intensidad como en el espectro del ruido de frecuencia, localizado en frecuencias por debajo de los cientos de KHz . Dado que esta contribución es independiente de la potencia, se convierte en un limitante a elevados valores de potencia cuando el ruido blanco es minimizado.

El ruido $1/f$ se encuentra presente en una amplia variedad de sistemas físicos. Sin embargo, por lo general, el proceso físico que da origen a dicho ruido no es conocido. El origen del ruido $1/f$ en los láseres semiconductores ha sido discutido por diferentes

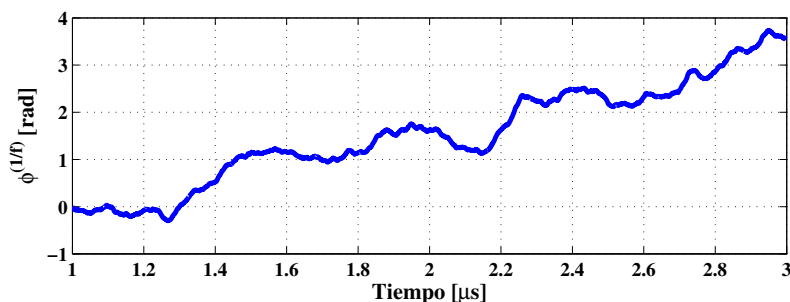


Figura 2.9: Evolución temporal del ruido de $1/f$ para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $S_0 = 1e-2 \text{ rad}^2/\text{Hz}$ $F_0=100 \text{ Hz}$.

autores y se han propuesto varios mecanismos potenciales de generación, entre los que se encuentran: ruido de partición modal, fluctuaciones de temperatura controlada por eventos, fluctuaciones de la densidad de corriente, absorción óptica, entre otras. No obstante, no hay resultados experimentales concluyentes [20].

En general el término ruido $1/f$ hace referencia al fenómeno en el cual la densidad espectral de potencia $S(f)$ tiene la forma $S(f) = 1/f^\alpha$, donde f es la frecuencia en un intervalo acotado distante de cero e infinito. Este tipo de fluctuaciones es encontrado ampliamente en la naturaleza en procesos con gran memoria y por consiguiente con períodos extensos de correlación en bajas frecuencias con $(0,5 \geq \alpha \geq 1,5)$.

Dado que el ruido $1/f$ es un caso intermedio entre el bien conocido ruido blanco, sin correlación temporal, y el movimiento Browniano o caminata aleatoria, con incrementos incorrelacionados, el movimiento Browniano resulta de la integración de ruido blanco por lo que en este proceso el exponente α incrementa a 2. Sin embargo, el ruido $1/f$ no puede ser obtenido a partir de un simple proceso de integración o diferenciación. A su vez, no existe un procedimiento simple o lineal en términos de ecuaciones diferenciales estocásticas que permita generar ruido $1/f$. Es habitual emplear aproximaciones numéricas como en [70, 71, 72] para modelar este tipo de procesos. Exceptuando algunas descripciones matemáticas formales como el movimiento Browniano fraccional (semi integración de ruido blanco), en general no hay una explicación física para el ruido $1/f$. En conse-

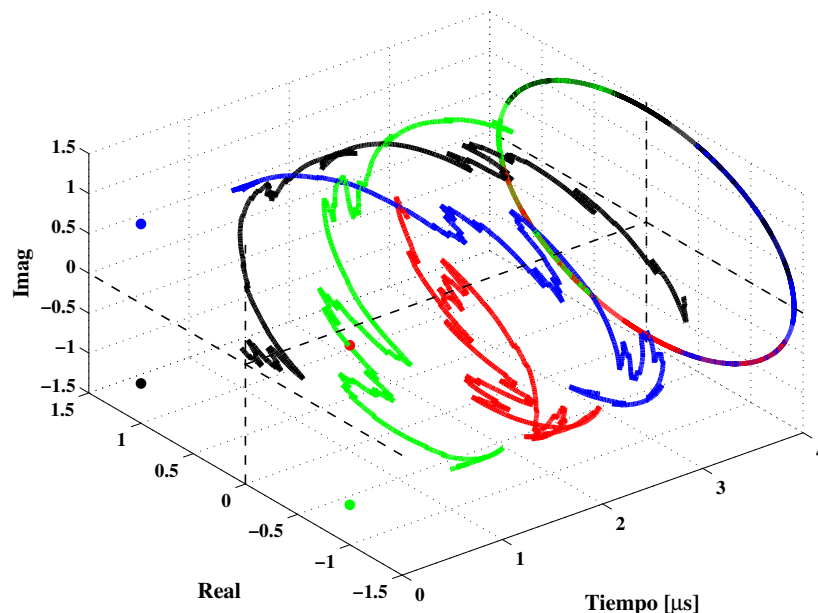


Figura 2.10: Efecto del ruido $1/f$ sobre una portadora modulada QPSK para $1/T = 10$ Gs/s y $S_0 = 1e-2$ rad²/Hz $F_0=100$ Hz. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin ruido $1/f$. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con ruido $1/f$. Líneas de trazos: Límites de las regiones de decisión.

cuencia la ubicuidad del ruido $1/f$ es uno de los rompecabezas más antiguos de la física contemporánea y la ciencia en general [73].

En la Fig. 2.9 se presenta la evolución temporal de la fase en presencia de ruido $1/f$ mientras que en la Fig. 2.10 es posible observar el efecto en la constelación de una portadora modulada QPSK.

Finalmente, es necesario destacar que los láseres semiconductores, en comparación con los láseres ECL o de estado sólido, presentan beneficios tales como menor costo, mayor eficiencia energética y facilidad de integración. Estas cualidades los hacen sumamente atractivos en aplicaciones para redes ópticas de acceso o metropolitanas, con el fin de acercar la tecnología coherente al usuario. A pesar de esto, la impureza espectral que caracteriza a los láseres semiconductores no los hace apropiados para su uso en redes ópticas de larga distancia y ultra larga distancia [74]. Por lo tanto, a lo largo de la presente Tesis no se considerará la influencia del ruido $1/f$.

2.3.3. Fluctuaciones de frecuencia de la portadora

Al igual que en los sistemas de comunicación por microondas existen diversos componentes que pueden generar degradación en presencia de vibraciones mecánicas o ruido introducido por fuentes de alimentación. Las vibraciones mecánicas provocan pequeñas deformaciones de los componentes electrónicos tales como las cavidades láseres [4], generando fluctuaciones de la fase. La evolución de la fase en el tiempo debido al efecto de las vibraciones puede ser modelado como una modulación en frecuencia por medio de un tono sinusoidal de amplitud A_p y frecuencia Δf_c

$$\Delta\Omega(t) = \frac{A_p}{\Delta f_c} \text{sen}(2\pi\Delta f_c t). \quad (2.29)$$

Inclusive, en estado de reposo, sin presencia de vibraciones y aislado de interferencia de fuentes de alimentación, los láseres presentan una modulación intrínseca introducida con el propósito de estabilizar su funcionamiento. Por lo general, en estos casos $A_p \approx 50 \text{ MHz}$ y $\Delta f_c \approx 1 \text{ KHz}$ [32].

La evolución de la frecuencia depende, principalmente, del tipo de perturbación mecánica introducida en el sistema. Algunas de ellas se resumen en la Tabla 2.1 de [4] para un láser de cavidad externa. La Fig. 2.11 presenta el resultado de la presencia de fluctuaciones de frecuencia sobre la portadora de acuerdo a (2.29).

2.3.4. Imperfecciones acumuladas

Al igual que el láser transmisor, el oscilador láser local posee imperfecciones, por lo tanto, la señal compleja correspondiente al láser local en (2.5) se puede expresar nuevamente

Tabla 2.1: Resultados de modulación en frecuencia del oscilador local para diferentes perturbaciones mecánicas.

Perturbación	A_p	Δf_c
Golpe sobre el láser con elemento metálico	$<250 \text{ MHz}$	$<35 \text{ KHz}$
Golpe sobre el gabinete del receptor con elemento metálico	$<175 \text{ MHz}$	$<35 \text{ KHz}$
Golpe sobre el láser con herramienta de madera	$<185 \text{ MHz}$	$<35 \text{ KHz}$
Golpe con la mano sobre el láser	$<125 \text{ MHz}$	$\approx 1 \text{ KHz}$
Golpe fuerte con la mano sobre la mesa	$<60 \text{ MHz}$	$\approx 1 \text{ KHz}$

como

$$E_o(t) = e^{j(\omega_o t + \varphi_o(t))}, \quad (2.30)$$

en donde, en este caso, $\varphi_o(t)$ representa la componente en la fase de las imperfecciones del láser. De esta manera, sustituyendo (2.22), (2.25) y (2.30) en (2.20) y agrupando términos equivalentes tenemos

$$r(t) = s(t)e^{j((\omega_s - \omega_o)t + (\varphi_s(t) - \varphi_o(t)))} + \eta(t). \quad (2.31)$$

Aplicando equivalencias, podemos obtener el modelo de la Fig. 2.12, expresado analíticamente como sigue

$$r(t) = s(t)e^{j(\omega_c t + \varphi(t))} + \eta(t), \quad (2.32)$$

donde $\omega_c = \omega_s - \omega_o$ es el error de frecuencia entre los osciladores láser local y remoto, mientras que $\varphi(t) = \varphi_s(t) - \varphi_o(t)$ representa el error de fase total entre ambos osciladores, por lo tanto, a partir de [4, 8, 9, 29] es posible demostrar que

$$\varphi(t) = \phi^{(tw)}(t) + \Delta\Omega(t). \quad (2.33)$$

2.3.4.1. Error de frecuencia

La presencia de error de frecuencia, también denominado offset de frecuencia, se origina como consecuencia de la diferencia de frecuencia entre los osciladores láser local y remoto, de (2.31) se obtiene

$$\omega_c = \omega_s - \omega_o \quad (2.34)$$

$$= 2\pi(f_s - f_o) \quad (2.35)$$

$$= 2\pi f_c. \quad (2.36)$$

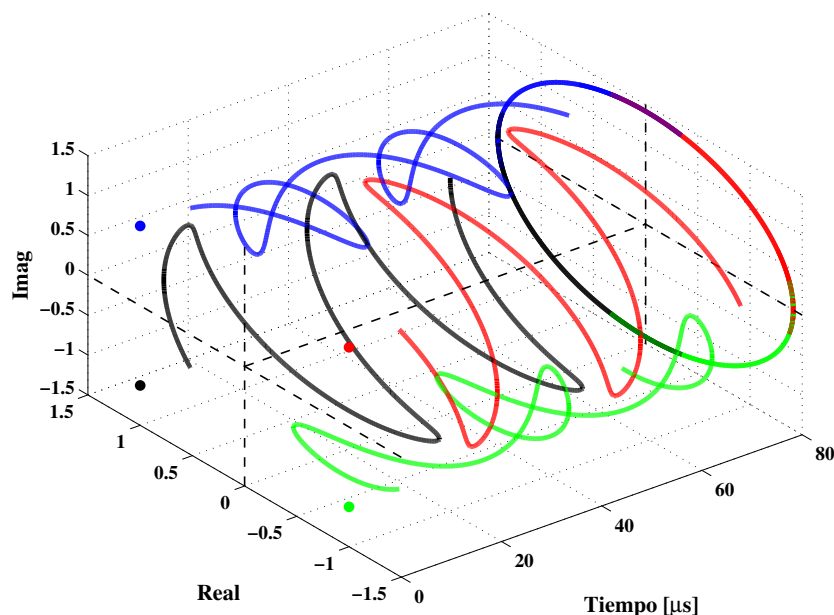


Figura 2.11: Efecto de las fluctuaciones de frecuencia senoiales del láser sobre una portadora modulada QPSK. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin fluctuaciones de frecuencia. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con fluctuaciones de frecuencia del láser para $1/T = 10 \text{ Gs/s}$, $A_p = 36 \text{ KHz}$ y $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$. Líneas de trazos: Límites de las regiones de decisión.

En aplicaciones para comunicaciones ópticas, el OIF especifica como requerimiento un error de fin de vida del láser de $\pm 2.5 \text{ GHz}$ [21], tomando como referencia una separación entre canales de 50 GHz , sugerida por la ITU. Este requerimiento implica la posibilidad de que el error de frecuencia total alcance $\pm 5 \text{ GHz}$ entre extremos transmisor y receptor.

En vista de lo mencionado, la imposibilidad de mantener fija la sintonía de los láseres compromete seriamente las técnicas de detección coherentes homodina y heterodina, si se quiere evitar incurrir en costosos y complejos sistemas de control ópticos o electro ópticos. Sin embargo, como se presentó en el Capítulo 1, el paradigma intradino permite independizarnos de estos sistemas de control, llevando a cabo la estimación y compensación del parámetro error de frecuencia en el dominio digital, ver Fig. 2.12

La Fig. 2.13 presenta a modo cualitativo y sin pérdida de generalidad, el efecto del error de frecuencia sobre una portadora modulada QPSK. Como se puede apreciar, la rotación de la constelación llevará a la sucesiva generación de errores de detección. Esto, en consecuencia, provocará una elevada tasa de error de bits (BER) que resulta inaceptable para cualquier sistema de comunicación digital. De esta manera, queda puesto sobre relieve que es preciso estimar y compensar dicho error para lograr desempeños próximos a la teoría.

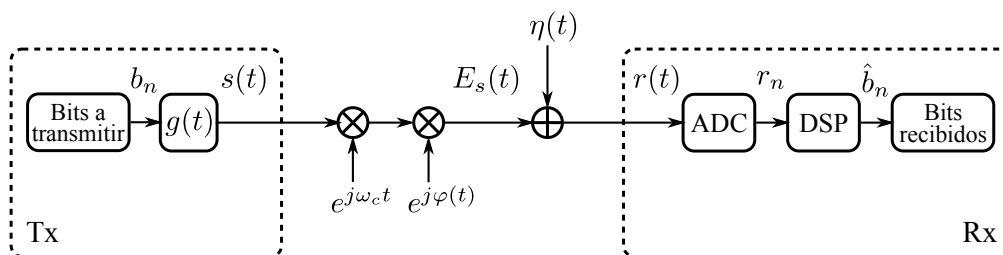


Figura 2.12: Diagrama en bloques equivalente del modelo de imperfecciones acumuladas en los osciladores láser.

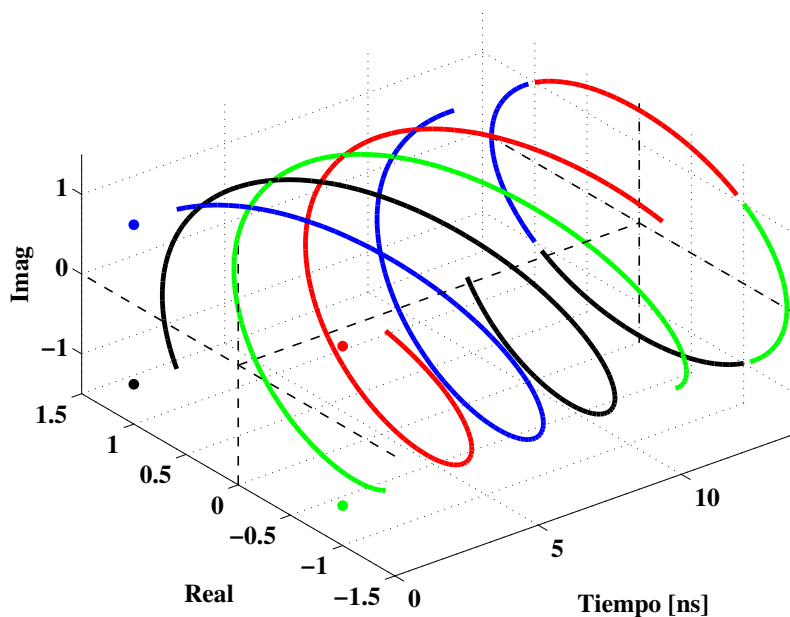


Figura 2.13: Efecto del error de frecuencia sobre una portadora modulada QPSK con $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y $f_c = 100 \text{ MHz}$. Extremo izquierdo: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK ideal sin error de frecuencia. Extremo derecho: Proyección sobre el plano complejo de la constelación QPSK con error de frecuencia. Líneas de trazos: Límites de las regiones de detección.

2.4. Representación en tiempo discreto

A lo largo de las secciones anteriores se ha llevado adelante el análisis en el dominio del tiempo continuo con el ánimo de promover la generalidad de los conceptos. Al mismo tiempo se ha justificado debidamente la ausencia de interferencia intersímbolo y se arribó al modelo de canal de la Fig. 2.12 caracterizado por la ecuación (2.32). De acuerdo a lo mencionado, se define T como el período de símbolo y muestreo. Luego, igualando la variable de tiempo $t = nT$ y sustituyendo en la Ec. (2.32), obtenemos

$$r(nT) = s(nT)e^{j(\omega_c nT + \varphi(nT))} + \eta(nT), \quad (2.37)$$

en donde, con el objeto de simplificar la notación, omitiremos el parámetro T

$$r_n = s_n e^{j(\Omega_c n + \varphi_n)} + \eta_n. \quad (2.38)$$

En condiciones de régimen permanente, esto es, con el receptor habiendo adquirido sincronismo de símbolo y, con la dispersión del canal compensada, es posible expresar el símbolo de información como sigue

$$s_n = A_n e^{j\zeta_n}, \quad (2.39)$$

donde A_n y ζ_n representan el módulo y la fase del símbolo de información M -PSK o M -QAM. Por lo tanto, sustituyendo (2.39) en (2.38) tenemos

$$r_n = A_n e^{j(\Omega_c n + \varphi_n + \zeta_n)} + \eta_n, \quad (2.40)$$

o equivalentemente

$$r_n = \rho_n e^{j(\Omega_c n + \varphi_n + \phi_n^{(ase)} + \zeta_n)}. \quad (2.41)$$

En donde $\rho_n = |r_n|$ representa la magnitud de la muestra compleja, $\Omega_c n = 2\pi f_c T n$ es la pulsación angular y $\phi_n^{(ase)}$ es la componente de ruido ASE en la fase del símbolo recibido.

En el caso del ruido de fase del láser, sustituyendo $t = nT$ en (2.28) y organizando términos

$$\phi^{(lw)}(nT) = \int_0^{nT} \vartheta^{(lw)}(\tau) d\tau \quad (2.42)$$

$$= \int_0^{(n-1)T} \vartheta^{(lw)}(\tau) d\tau + \int_{(n-1)T}^{nT} \vartheta^{(lw)}(\tau) d\tau \quad (2.43)$$

$$= \int_0^{(n-1)T} \vartheta^{(lw)}(\tau) d\tau + \Delta\phi_T, \quad (2.44)$$

en donde es posible demostrar que el valor medio del incremento $\Delta\phi_T$ es $E\{\Delta\phi_T\} = 0$, mientras que la varianza se encuentra dada de la siguiente manera

$$\text{Var}\{\Delta\phi_T\} = E\left\{\left(\int_0^{nT} \vartheta^{(lw)}(\tau) d\tau - \int_0^{(n-1)T} \vartheta^{(lw)}(\tau) d\tau\right)^2\right\} \quad (2.45)$$

$$= E\left\{\left(\phi^{(lw)}(nT) - \phi^{(lw)}((n-1)T)\right)^2\right\} \quad (2.46)$$

$$= \text{Var}\{\phi^{(lw)}(nT)\} - \text{Var}\{\phi^{(lw)}((n-1)T)\} \quad (2.47)$$

$$= 2\pi\Delta\nu nT - 2\pi\Delta\nu(n-1)T \quad (2.48)$$

$$= 2\pi\Delta\nu T. \quad (2.49)$$

De este modo, la componente del ruido de fase del láser discreta es

$$\phi_n^{(lw)} = \sum_{k=0}^n \vartheta_k^{(lw)} \quad (2.50)$$

en donde ahora $\vartheta_n^{(lw)}$ el incremento del proceso de Wiener, correspondiente a una secuencia aleatoria discreta Gaussiana con media cero y varianza σ_{ϑ}^2 dada por (2.49)

$$\sigma_{\vartheta}^2 = 2\pi\Delta\nu T. \quad (2.51)$$

En el caso de las fluctuaciones en frecuencia de la portadora, introducidas en (2.29), su representación en tiempo discreto queda dada por

$$\Delta\Omega_n = \frac{A_p}{\Delta f_c} \text{sen}(2\pi\Delta f_c T n). \quad (2.52)$$

Finalmente, nuestro modelo de señal representado en tiempo discreto es

$$r_n = \rho_n e^{j(\Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n + \zeta_n)}. \quad (2.53)$$

2.5. Sumario

A lo largo del presente capítulo se introdujeron aspectos elementales de los sistemas de comunicaciones ópticas tales como métodos de modulación y demodulación en fase y conceptos generales de detección coherente. A su vez, se abordaron los principales efectos de degradación propios del cable de fibra óptica:

- Dispersión cromática
- Ruido óptico ASE

Finalmente, sobre el marco general de un receptor óptico coherente, se abordaron las imperfecciones en la fase y frecuencia de los osciladores láser; imperfecciones que se listan a continuación:

- Ruido de fase del láser
- Fluctuaciones en frecuencia
- Ruido en frecuencia $1/f$
- Error de frecuencia

Todos estos efectos resultan de suma importancia y serán tenidos en cuenta a lo largo de la Tesis debido a su impacto negativo en el desempeño del receptor de no ser contemplados.

CAPÍTULO 3

Recuperación de Fase de Portadora sin Realimentación en Comunicaciones Ópticas Coherentes

***Síntesis:** En el presente capítulo se introducirán los algoritmos de recuperación de fase de portadora sin realimentaciones. En particular, se centrará la atención en las propuestas de A. Viterbi y la de T. Pfau denominados algoritmo “Viterbi & Viterbi” y “Blind Phase Search” respectivamente. Esta selección se debe a la eficiencia de estimación y compensación de estos algoritmos de frente al ruido de fase del láser y, también a la posibilidad de ser paralelizados en forma directa sin afectar sus capacidades. Se presentarán curvas de desempeño de ambos algoritmos. Principalmente se demostrará que la presencia de fluctuaciones senoidales en frecuencia actúan en detrimento del desempeño de los algoritmos sin realimentaciones, aspecto que comúnmente no es tenido en cuenta en la instancia de diseño. Estas fluctuaciones tienen origen como producto de vibraciones mecánicas y de ruido de fuentes de alimentación.*

3.1. Introducción

Como se mencionó en el Capítulo 1, al momento de considerar la metodología coherente como el estándar de operación de las nuevas redes ópticas de ultra alta velocidad, la compensación del ruido de fase del láser ha sido uno de los aspectos que mantuvo en vilo a diseñadores y a la comunidad científica. Esta perturbación en la fase es propia de los láseres utilizados en aplicaciones para comunicaciones por fibra óptica, por lo tanto, resulta comprensible esta condición de incertidumbre en el contexto de la época. Las técnicas de estimación y compensación de fase comúnmente empleadas en radiocomunicaciones, consistían en algún sistema a lazo cerrado en el dominio analógico, tal como el PLL [23]. En los sistemas de comunicaciones ópticas de ultra alta velocidad, la eficiencia de estas técnicas se ve comprometida debido a que el tiempo de propagación del lazo restringe la capacidad de seguimiento del ruido de fase del láser. En los trabajos [75] y [76], se realiza un estudio pormenorizado del impacto del retardo de propagación sobre el lazo de compensación en presencia de ruido de fase y se proponen algunos límites máximos.

La digitalización del receptor óptico coherente no nos exonera de las problemáticas relativas a los sistemas de compensación a lazo cerrado si tenemos en cuenta que, para lograr las tasas de procesamiento impuestas por la velocidad de señalización digital, por ejemplo 40 Gb/s en tecnología de integración CMOS de 40 nm, es necesario utilizar técnicas de paralelización. De esta manera, a la latencia introducida por el proceso de paralelización *directa* o *tradicional* se añade al retardo de cómputo del lazo. No obstante, asimismo, la digitalización nos ofrece numerosas alternativas de algoritmos de estimación y compensación del ruido de fase del láser, que prescinden de realimentaciones y poseen desempeños cercanos al estimador de *Máximo a Posteriori* (MAP), tal como se manifiesta en las publicaciones [8] y [9]. Con el objetivo de dejar en evidencia el problema mencionado, se dedicará una breve sección al análisis del impacto de la latencia en los sistemas de recuperación de portadora a lazo cerrado, justificando así la atención dedicada a los algoritmos de recuperación de portadora sin realimentaciones.

3.1.1. Impacto de la latencia en sistemas de recuperación de portadora a lazo cerrado

Como punto de partida, se considerará en el análisis el diagrama en bloques de la Fig. 3.1. En el mismo se bosqueja, de manera simplificada, la estructura de un sistema de recuperación de portadora típico. En términos generales, la señal r_n , descrita en (2.53), es demodulada por medio de la exponencial compleja $e^{-j\hat{\psi}_n}$, en donde $\hat{\psi}_n$ es la estimación de la fase total de la portadora para un instante de tiempo dado. El error de fase ϵ_n , es generado en el bloque \mathcal{E} , encargado de remover la componente en la fase del símbolo de información. El cómputo de la fase total de la portadora $\hat{\psi}_n$ se obtiene a partir del

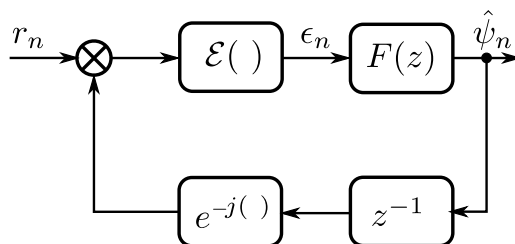


Figura 3.1: Diagrama en bloques simplificado de un sistema de recuperación de portadora a lazo cerrado.

procesamiento del error ϵ_n en $F(z)$. Habitualmente, $F(z)$ se constituye de un filtro de lazo proporcional más integral o una función de filtrado optimizada bajo algún criterio específico. Finalmente, el bloque z^{-1} representa el mínimo retardo de realimentación posible en el lazo en un sistema digital.

En una implementación práctica de alta velocidad, resultará muy difícil lograr baja latencia en el lazo de realimentación. Una implementación práctica para tasas de transmisión superiores a los 40 Gb/s necesita utilizar paralelización masiva y diferentes niveles de pipeline para llevar a cabo la recuperación de la portadora. Por un lado, el proceso de paralelización *tradicional* implica que las muestras recibidas se demultiplexan en diversas líneas de procesamiento¹. De esta manera, es posible operar a una fracción de la tasa de símbolo, $f_{clock} = 1/PT$, donde P es el factor de paralelización y, f_{clock} es la frecuencia del reloj de procesamiento. Por el otro lado, pipeline implica que todo el proceso de recuperación de la portadora no se ejecuta completamente en un sólo ciclo de reloj. Así, el cómputo se distribuye en un número L de etapas auxiliares. Debido a que los resultados parciales de cada etapa se almacenan en registros, la salida del sistema posee una latencia de L ciclos de reloj de procesamiento.

3.1.1.1. Compensación del ruido de fase del láser

En la Fig. 3.2(a) se presenta la estructura paralela *tradicional* de procesamiento de un lazo de recuperación de portadora digital con realimentación. Como se puede apreciar, el filtro $F(z)$ se descompone en l etapas de pipeline. A los fines de hacer evidente la latencia introducida por la utilización de pipeline y paralelización *tradicional*, se incluye en la Fig. 3.2(b) el bloque z^{-D} , en cada línea de paralelismo, para concentrar el retardo total sobre el lazo de realimentación. Debido al proceso de paralelización, la *distancia temporal* entre dos muestras adyacentes en cada línea de procesamiento es P . Luego, si consideramos L niveles de pipeline, el retardo total será $D = LP$. De acuerdo a esto, es posible retornar, en forma equivalente, al modelo serie del lazo de recuperación de portadora contemplando la latencia por paralelización *tradicional* y pipeline, tal como se presenta en la Fig. 3.2(c).

¹Desafortunadamente, la naturaleza no lineal del DPLL no permite utilizar la técnica de desdoblado (*Unfolding Technique*) propuesta por K. Parhi en [25]

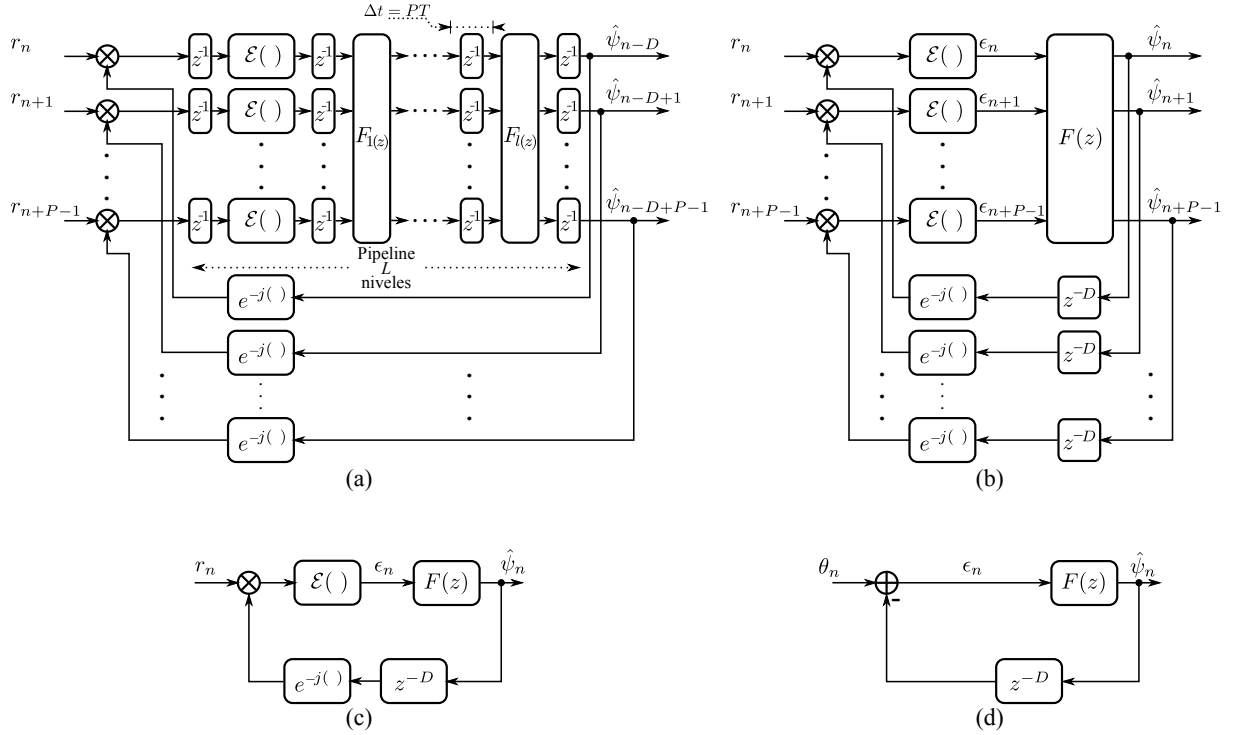


Figura 3.2: Diagrama en bloques simplificado de: (a) Sistema de recuperación de portadora a lazo cerrado con paralelismo P y con L etapas de pipeline. (b) Sistema equivalente concentrando la latencia por paralelización tradicional y pipeline en el lazo de realimentación, con $D = LP$. (c) Representación serie equivalente con latencia por paralelización tradicional y pipeline. (d) Representación serie equivalente en el dominio de la fase, idealmente sin modulación.

En base a lo mencionado y sin perder generalidad, permitámonos efectuar la siguiente simplificación. Consideremos ahora el lazo de recuperación de portadora de la Fig. 3.2(d) en el dominio de la fase. A su vez, con el fin de facilitar el desarrollo, prescindiremos de la componente de modulación en fase y, en consecuencia, el módulo \mathcal{E} puede ser removido.

Para determinar el impacto de la latencia en la tolerancia al ruido de fase, analizaremos la varianza de ϵ_n cuando r_n es afectada solamente por ruido de fase, o sea $\theta_n = \phi_n^{(lw)}$ de acuerdo a (2.50). Por lo tanto

$$\mathbb{E} \{ \epsilon_n^2 \} = \mathbb{E} \left\{ \left(\theta_n - \hat{\psi}_{n-D} \right)^2 \right\} \quad (3.1)$$

$$= \mathbb{E} \left\{ \theta_n^2 \right\} - 2 \mathbb{E} \left\{ \theta_n \hat{\psi}_{n-D} \right\} + \mathbb{E} \left\{ \hat{\psi}_{n-D}^2 \right\}, \quad (3.2)$$

sustituyendo (2.50) en θ_n y $\hat{\psi}_{n-D}$, osea $\theta_n = \phi_n^{(lw)}$ y $\hat{\psi}_{n-D} = \phi_{n-D}^{(lw)}$ para el caso de estimación ideal. De este modo

$$\mathbb{E} \{ \epsilon_n^2 \} = \mathbb{E} \left\{ \left(\sum_{k=0}^n \vartheta_k^{(lw)} \right)^2 \right\} - 2 \mathbb{E} \left\{ \sum_{k=0}^n \vartheta_k^{(lw)} \sum_{j=0}^{n-D} \vartheta_j^{(lw)} \right\} + \mathbb{E} \left\{ \left(\sum_{j=0}^{n-D} \vartheta_j^{(lw)} \right)^2 \right\}, \quad (3.3)$$

y dado que $\vartheta_n^{(lw)}$ es una variable aleatoria Gaussiana con media cero y varianza σ_ϑ^2

$$\mathbb{E}\{\epsilon_n^2\} = (n+1)\sigma_\vartheta^2 - 2(n-D+1)\sigma_\vartheta^2 + (n-D+1)\sigma_\vartheta^2, \quad (3.4)$$

simplificando términos y sustituyendo $D = LP$

$$\mathbb{E}\{\epsilon_n^2\} = (LP)\sigma_\vartheta^2, \quad (3.5)$$

es posible cuantificar el impacto de la latencia en la capacidad de compensación del ruido de fase del láser del sistema. La varianza del error de estimación crece en forma proporcional al producto de los parámetros de diseño L y P . Esto demuestra claramente que los algoritmos a lazo cerrado, paralelizados de modo *tradicional*, no representan la mejor opción para compensar el ruido de fase del láser, sobre todo en sistemas donde se utilizan modulaciones de alto orden como M -QAM que inherentemente poseen baja tolerancia al ruido de fase.

3.1.2. Recuperación de fase sin realimentación

En vista del impacto negativo que trae aparejado el incremento de la latencia por paralelización *tradicional* y pipeline en los algoritmos realimentados, específicamente en la capacidad de estimación y compensación, las técnicas de recuperación de portadora sin realimentaciones cobran protagonismo en la escena. Esto es así ya que, a estos últimos, es posible aplicarles estrategias de paralelización y pipeline en la medida que la implementación lo requiera. A su vez, es posible lograr desempeños tan próximos al óptimo como margen de complejidad se disponga. Típicamente, las técnicas de recuperación de portadora para receptores ópticos coherentes combinan una etapa de compensación de error residual de frecuencia, seguida de un bloque de estimación de fase bien conocido tal como el de VV o BPS². De acuerdo a la Fig. 3.3, una vez que el error de frecuencia ha sido removido, el algoritmo VV o BPS estima y compensa el ruido de fase del láser. En general, si consideramos el universo de algoritmos de recuperación de portadora, es posible clasificarlo en dos grandes grupos. La pertenencia a cada grupo dependerá del procedimiento empleado para remover la componente de fase de los símbolos de información.

3.2. Algoritmo de Viterbi y Viterbi

Esta clase de algoritmos no asistidos por decisiones explota la ambigüedad de fase que posee la familia de modulaciones M -PSK, debido al espaciamiento angular constante y

²Se recomienda al lector la Sección III-G de [9]. En el mismo se analiza la conveniencia, en términos de desempeño, de utilizar un esquema de dos etapas para compensar el error de frecuencia y luego el ruido de fase del láser. A su vez el criterio resulta conveniente desde la perspectiva del diseño y la optimización.

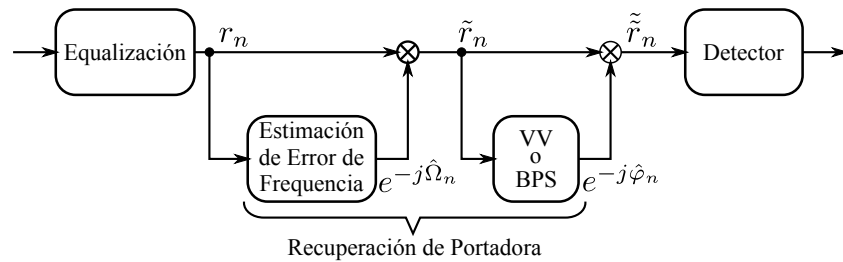


Figura 3.3: Diagrama en bloques simplificado de un sistema de recuperación de portadora típico de dos etapas. Primera etapa para compensación del error residual de frecuencia. Segunda etapa para compensación del ruido de fase del láser.

simetría radial entre símbolos. Este método, originalmente introducido por A. Viterbi en [2], consiste en aplicar una función no lineal, como la potenciación, sobre la muestra del símbolo complejo recibido para remover la componente en la fase de la modulación. De este modo, se eleva a la potencia M la muestra del símbolo recibido

$$\begin{aligned} \mathcal{V}_M(\tilde{r}_n) &= \tilde{u}_n \\ &= (\tilde{r}_n)^M. \end{aligned} \quad (3.6)$$

A raíz de la gran divulgación que ha tenido esta técnica, la misma es conocida por su nombre en inglés M -power.

Tengamos en cuenta la envolvente compleja de la portadora modulada M -PSK a partir de (2.53), pero en ausencia de perturbaciones en la fase, a los fines de comprender la técnica. Por lo tanto tenemos

$$\tilde{r}_n = \rho_n e^{j\zeta_n}, \quad (3.7)$$

donde ρ_n es el módulo del fasor, mientras que

$$\zeta_n = \kappa \frac{2\pi}{M}, \quad (3.8)$$

es la componente en fase de la información, con $\kappa \in [0, M - 1]$. Aplicando (3.6) en (3.7), tenemos

$$\begin{aligned} \mathcal{V}_M(\tilde{r}_n) &= (\tilde{r}_n)^M, \\ &= \rho_n^M e^{jM\zeta_n}, \\ &= \rho_n^M, \end{aligned} \quad (3.9)$$

el argumento de la exponencial compleja se reduce a $\kappa 2\pi$ anulando por completo el efecto de la componente de información.

Si consideramos ahora el caso particular de una portadora modulada QPSK con una perturbación constante en la fase ϕ_0 , tal que

$$\tilde{r}_n = \rho_n e^{j(\zeta_n + \phi_0)}, \quad (3.10)$$

aplicando (3.6) con $M = 4$ arribamos a

$$\begin{aligned} \mathcal{V}_4(\tilde{r}_n) &= \rho_n^4 e^{j(4\zeta_n + 4\phi_0)}, \\ &= \rho_n^4 e^{j(\kappa 2\pi + 4\phi_0)}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

o equivalentemente

$$\mathcal{V}_4(\tilde{r}_n) = \rho_n^4 e^{j4\phi_0}.$$

De esta manera, la señal resultante es función del error de fase. La Fig. 3.4 nos permite analizar gráficamente el escenario desarrollado, a su vez, de acuerdo a la enumeración se se destaca

1. Símbolo transmitido con fase $\frac{\pi}{2}$ y $\kappa=1$.
2. Símbolo recibido con perturbación en la fase ϕ_0 .
3. Fasor resultante luego de elevar a la cuarta potencia el símbolo recibido.

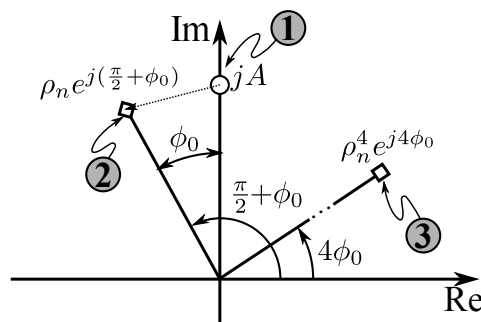


Figura 3.4: Aplicación de la técnica M -power sobre un símbolo QPSK.

La Fig. 3.5 muestra un diagrama en bloques simplificado de la implementación del algoritmo VV. Como se puede apreciar, se aplica el método M -power para remover la componente de la modulación. La señal resultante se procesa en un filtro de promedio móvil de longitud $(2N + 1)$ dado por

$$u_n = \sum_{i=-N}^N \tilde{u}_{n-i} \quad (3.12)$$

$$= \sum_{i=-N}^N (\tilde{r}_{n-i})^M, \quad (3.13)$$

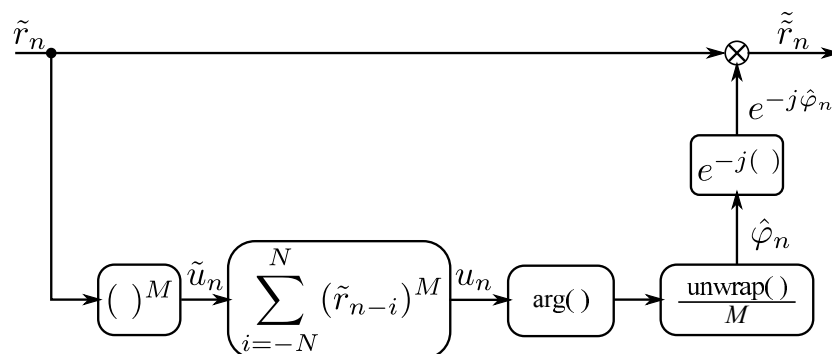


Figura 3.5: Diagrama en bloques del algoritmo Viterbi y Viterbi .

con el propósito de atenuar la influencia de la componente de ruido ASE³. Por último, la fase estimada de la portadora se obtiene mediante

$$\hat{\varphi}_n = \frac{1}{M} \mathcal{U}(\arg\{u_n\}), \quad (3.14)$$

donde \mathcal{U} es la función *Unwrap* [8]. Es posible demostrar que la estimación de la fase de la portadora, relativa al símbolo central ($i = 0$) en el intervalo simétrico $[-N, N]$, es insesgada [2].

En presencia de ruido ASE, el proceso de potenciación genera términos de productos cruzados de señal a ruido, señal a señal y ruido a ruido. De esta manera, las propiedades estadísticas del término de ruido resultante pueden diferir de la consideración de Gaussianidad originalmente planteada. No obstante, M. Taylor en [8] y E. Ip en [9, 77] efectúan un análisis detallado de la situación y demuestran que es posible sostener la condición de Gaussianidad sobre la componente de ruido, con algunas consideraciones sobre la potencia del proceso resultante. Esto es de particular interés si se tiene en cuenta el modelo de señal más ruido necesario para arribar a la solución de mínimo error cuadrático medio (MSE). En este sentido, estos mismos autores promueven una extensión a la propuesta de Viterbi. Ambas publicaciones introducen estimadores óptimos en sentido cuadrático medio, bajo la premisa de que el nuevo estimador pueda implementarse en una estructura de procesamiento paralelo sin impactar en su desempeño. De esta manera, es posible generalizar reescribiendo (3.12) como

$$u_n = \sum_{i=-N}^N c_i (\tilde{r}_{n-i})^M, \quad (3.15)$$

en donde tanto la propuesta de M. Taylor como la de E. Ip nos permiten seleccionar el conjunto de coeficientes c_i que minimiza el error de estimación de (3.15).

Si bien la propuesta de VV, tal como se presenta en la Fig. 3.5, puede considerarse

³Recordemos que la suma fasorial realizada en (3.12) es equivalente a realizar el promedio de la fase.

un caso particular en el conjunto de soluciones que ofrece (3.15), su uso es muy frecuente en receptores ópticos coherentes. Por un lado, esto se debe a que el algoritmo posee una excelente relación de compromiso entre desempeño y complejidad. Por ejemplo, el filtro de suavizado sólo emplea operaciones aritméticas de adición, cualidad sumamente atractiva en el diseño de sistemas paralelos de ultra alta velocidad. Por otra parte, no se necesita la disposición de hardware para estimar los parámetros del medio de transmisión, requeridos para el cómputo de los coeficientes c_i . Finalmente, tanto Viterbi como M. Taylor en [2] y [8], respectivamente, enuncian que la diferencia de desempeño es marginal en relación al costo en complejidad que implica implementar (3.15). Los trabajos [27, 78, 79, 80, 81, 82, 83] son testimonio evidente de la gran difusión del algoritmo en aplicaciones prácticas.

3.3. Algoritmo de búsqueda de fase a ciegas

En la medida que los requerimientos de eficiencia espectral aumentan con la demanda de ancho de banda, la técnica de modulación y su orden son algunas de las numerosas variables de ajuste a la hora de llevar a cabo el dimensionamiento de un sistema de comunicación digital. Dentro de las familias de modulaciones que resultan de interés en comunicaciones ópticas coherentes, esto es M -PSK y M -QAM, existen algunos aspectos a tener en cuenta. De acuerdo con el incremento del orden M de la modulación, el margen de fase entre símbolos disminuye proporcionalmente y, al mismo tiempo, algunos esquemas pueden carecer de simetría radial. De este modo, en algunos casos, aplicar el método M -power, con $M \geq 8$, puede actuar en detrimento del desempeño del sistema. Esto resulta como consecuencia del incremento no lineal de los términos de ruido. En otros casos, el método M -power no puede aplicarse debido a que la fase de los símbolos no se distribuye uniformemente, este es el caso de 16-QAM dispuesto rectangular.

Como alternativa a la técnica de estimación de error de fase ya analizada, se encuentran los algoritmos asistidos por decisiones. La principal característica de esta metodología radica en que el receptor debe tener algún grado de conocimiento de los símbolos transmitidos. Supongamos por un momento a los fines de comprender el método, que en el extremo receptor poseemos completo conocimiento de los símbolos transmitidos. Obviamente esta condición en situaciones prácticas no es válida y haría carecer de total sentido el presente desarrollo. De acuerdo a (2.39),

$$s_n = A_n e^{j\zeta_n}, \quad (3.16)$$

es el símbolo M -QAM transmitido con amplitud A_n y fase ζ_n . Al mismo tiempo, pongamos

en consideración a

$$\tilde{r}_n = \rho_n e^{j(\zeta_n + \phi_0)}, \quad (3.17)$$

como la muestra del símbolo recibido en ausencia de ruido (por lo tanto, en este caso $\rho_n \equiv A_n$) con una componente de error fase ϕ_0 . De este modo, es posible obtener el error de fase de manera directa, como sigue

$$\begin{aligned} \mathcal{E}(s_n, \tilde{r}_n) &= \epsilon_n \\ &= \text{sen}^{-1} \left(\frac{\text{Im} \{ \tilde{r}_n s_n^* \}}{\rho_n A_n} \right), \end{aligned} \quad (3.18)$$

sustituyendo (3.16) y (3.17) en (3.18) fácilmente veremos que

$$\mathcal{E}(s_n, \tilde{r}_n) = \phi_0. \quad (3.19)$$

Por lo tanto, en forma casi intuitiva, se arriba a un detector de error de fase[23]. La Fig. 3.6 nos permite analizar gráficamente lo desarrollado, en donde, por medio de la enumeración se destaca:

1. Símbolo transmitido con fase $\frac{\pi}{2}$.
2. Símbolo recibido con perturbación de fase ϕ_0 .
3. Fasor resultante con fase igual al error de fase ϕ_0 .

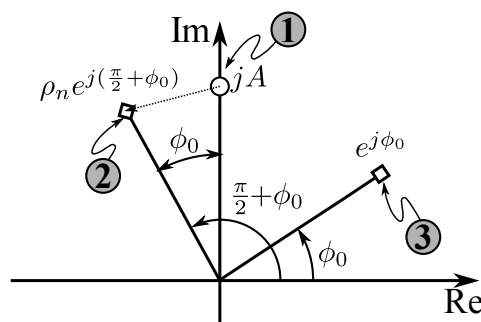


Figura 3.6: Representación gráfica de la detección de error de fase asistida por decisiones.

Como se anticipó, el conocimiento de s_n no es real, al menos no en todo momento. En algunos sistemas, se dispone de un período de entrenamiento en el cual se modula la portadora con una secuencia de bits conocida o se insertan periódicamente símbolos (bits) pilotos en el transcurso de la transmisión. Ante estos escenarios, es posible considerar el detector de (3.18). No obstante, esta técnica no siempre es deseable debido a que requiere de un grado adicional de sincronización y reduce la eficiencia de utilización del medio de transmisión.

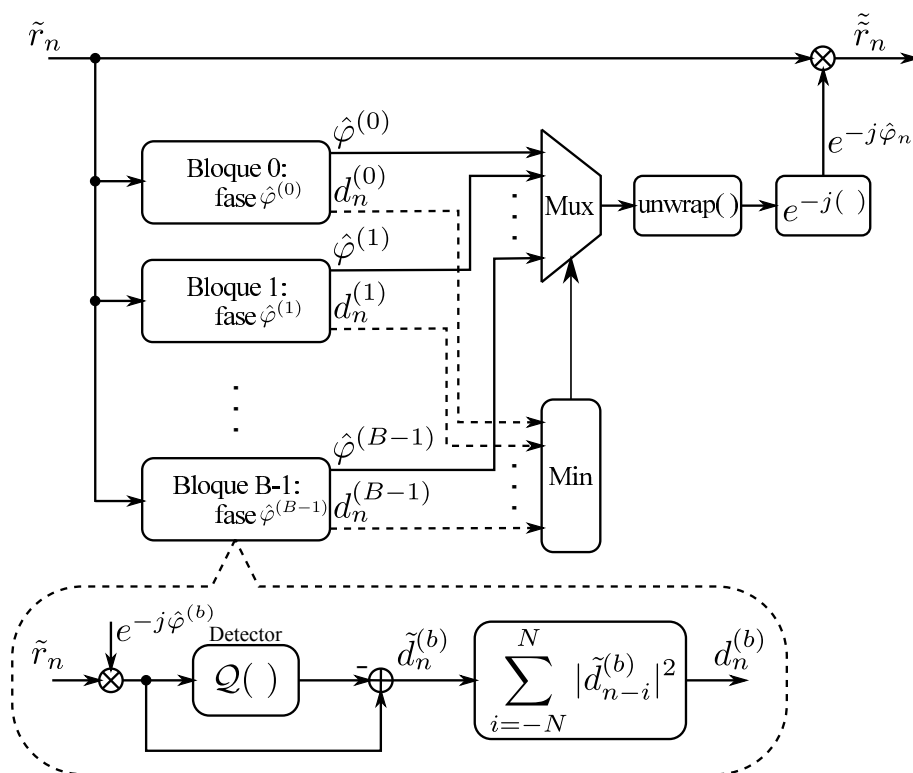


Figura 3.7: Diagrama en bloques del algoritmo de BPS .

En una línea de trabajo similar, se encuentra la propuesta de T. Pfau denominada búsqueda de fase a ciegas (*Blind Phase Search (BPS)*) [3]. El algoritmo BPS es un enfoque completamente desprovisto de realimentaciones y asistido por decisiones, tal como se aprecia en la Fig. 3.7. El principio de funcionamiento del algoritmo BPS, en términos generales, se basa en localizar por fuerza bruta la fase $\hat{\varphi}^{(b)}$ que minimiza el módulo del fasor error calculado entre la muestra del símbolo recibido y el símbolo detectado a partir de la misma muestra, o sea

$$\hat{\varphi}_n = \mathcal{U} \left\{ \arg \min_{\hat{\varphi}^{(b)}} \left\{ G(\tilde{r}_n, \hat{\varphi}^{(b)}) \right\} \right\}, \quad (3.20)$$

donde $\hat{\varphi}_b$ es la fase de prueba definida como

$$\hat{\varphi}^{(b)} = \frac{b}{B} \cdot \frac{\pi}{2}, \quad b \in \{0, 1, \dots, B-1\}, \quad (3.21)$$

y donde B representa el número de fases de prueba que tendrá el sistema. El término $G(\tilde{r}_n, \hat{\varphi}^{(b)})$ se encuentra dado por

$$\begin{aligned} G(\tilde{r}_n, \hat{\varphi}^{(b)}) &= d_n^{(b)} \\ &= \sum_{i=-N}^N |\tilde{d}_{n-i}^{(b)}|^2, \end{aligned} \quad (3.22)$$

en donde $\tilde{d}_n^{(b)}$ es el fasor distancia o error calculado a partir de la fase de prueba $\hat{\varphi}^{(b)}$ y se define como

$$\begin{aligned} \mathcal{D}(\tilde{r}_n, \hat{\varphi}^{(b)}) &= \tilde{d}_n^{(b)} \\ &= \tilde{r}_{n-i} e^{-\hat{\varphi}^{(b)}} - \mathcal{Q}(\tilde{r}_{n-i} e^{-\hat{\varphi}^{(b)}}), \end{aligned} \quad (3.23)$$

siendo \mathcal{Q} la función de detección para M -QAM y N representa nuevamente la longitud del filtro de suavizado. La Fig. 3.8 permite analizar gráficamente el proceso de cómputo del fasor de error utilizado por el método BPS. Con la intención de favorecer el entendimiento del proceso de cómputo, se consideró modulación 4-QAM como caso particular. Por lo tanto, las diferentes etapas de cómputo se enumeran a continuación:

1. Símbolo recibido con error de fase ϕ_0 .
2. Fasores con fase de prueba de acuerdo a (3.21), $B = 8$ a los fines del ejemplo.
3. Cálculo del fasor error $\tilde{d}_n^{(b)}$. Notar que $\tilde{d}_n^{(0)}$ a $\tilde{d}_n^{(6)}$ se calculan respecto al símbolo estimado $j\hat{A}_n$, mientras que $\tilde{d}_n^{(7)}$ es calculado respecto a \hat{A}_n , en función de la región de detección.

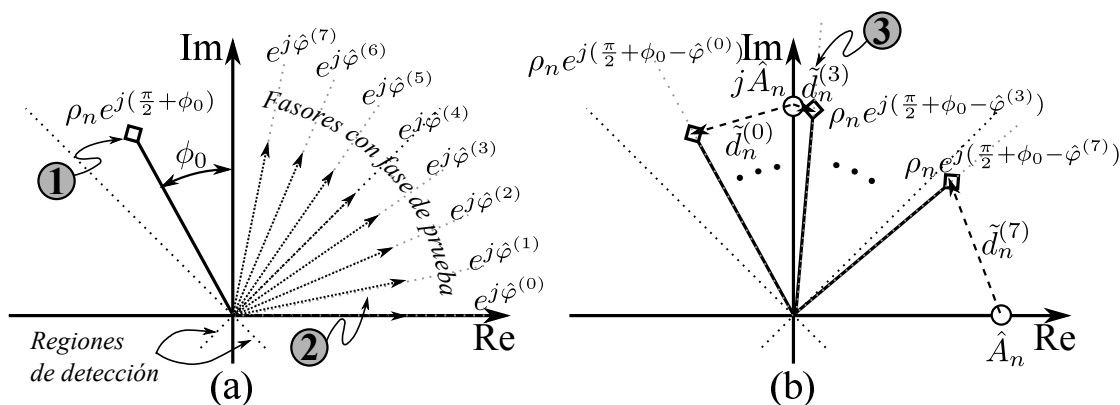


Figura 3.8: Representación gráfica de la detección de error de fase asistida por decisiones empleada en el método BPS, con modulación 4-QAM.

Es posible resaltar algunos aspectos relevantes de la propuesta de T. Pfau en relación a la versatilidad y desempeño. En relación al primer aspecto, ha sido demostrado que el algoritmo BPS es capaz de operar con todo tipo de modulaciones de amplitud y fase, independientemente de la conformación de la constelación y el orden, sea que posea o no simetría radial o angular. Por ejemplo, en [3] se presentan resultados utilizando modulaciones de hasta 256-QAM. En relación al desempeño, el segundo aspecto de relevancia, su tolerancia al ruido de fase es prácticamente única, con rendimientos cercanos al óptimo.

Si bien el algoritmo BPS puede resultar costoso, en términos de recursos computacionales y de área⁴, la conjugación de versatilidad y desempeño resulta una combinación muy atractiva y, en muchos casos, justifica el costo en complejidad. Las siguientes referencias [84, 85, 86, 87, 88] son algunos de los trabajos que reflejan la consistencia de la propuesta T. Pfau.

3.4. Algoritmos mixtos

Los algoritmos mixtos surgen como una solución de compromiso entre los algoritmos sin asistencia de decisiones y los asistidos por decisiones. De acuerdo a lo que hemos elaborado hasta el momento, el ámbito de aplicación del algoritmo no asistido de VV se ha encontrado restringido, desde su concepción, a los casos en donde se utiliza modulación del tipo M -PSK, debido a la distribución angular uniforme entre símbolos. En lo que respecta a las modulaciones de alto orden M -QAM con $M \geq 16$, la distribución de la magnitud y de la fase de los símbolos dejan de ser regulares y, las técnicas asistidas por decisiones, como BPS, se ajustan mejor a la problemática. El esfuerzo permanente por emplear modulaciones con mayor eficiencia espectral ha servido de catalizador para un conjunto de nuevas alternativas que amplían el abanico de opciones disponibles.

Para ponernos más en contexto, tomemos como referencia 16-QAM rectangular, ver Fig. 3.9(a), ya que es el principal candidato para la próxima generación de transceptores ópticos coherentes⁵. Si observamos detenidamente el conjunto de símbolos 16-QAM, este puede ser dividido en tres clases de símbolos pertenecientes a una constelación QPSK. Observando la Fig 3.9(b), el conjunto de los puntos próximos al anillo interior y exterior, que denominaremos Clase I, pueden ser considerados como símbolos QPSK con diferente magnitud. Por otro lado, el conjunto de puntos próximos al anillo central, que denominaremos Clase II, pueden ser considerados como dos constelaciones QPSK desfasadas $\pm\theta_0$ como en la Fig. 3.9(c). En consecuencia, es posible reclasificar los símbolos Clase II como símbolos Clase II⁽⁺⁾ y símbolos Clase II⁽⁻⁾. Si bien el método de VV no es aplicable en forma directa, es en base a esta clasificación que los trabajos [44, 45, 46, 89, 90, 91, 92] trazan una línea evolutiva en la adaptación del método de VV para modulaciones de orden superior.

En general, los algoritmos mixtos explotan de manera conjunta una técnica de detección o clasificación y, al mismo tiempo, la característica de ambigüedad de fase que posee la modulación. En los casos analizados dicha ambigüedad se produce cada $\pi/2$. Por ejemplo, como se puede apreciar en la Fig. 3.10, de acuerdo a [45], luego de efectuar la

⁴Es necesario recordar que estos sistemas son implementados en VLSI o FPGA, donde los recursos de área y computacionales son limitados y valiosos.

⁵Es preciso destacar que los problemas y soluciones a los cuales se arrije para el caso particular de 16-QAM son fácilmente extrapolables y, por lo tanto, generalizables a casos con $M > 16$.

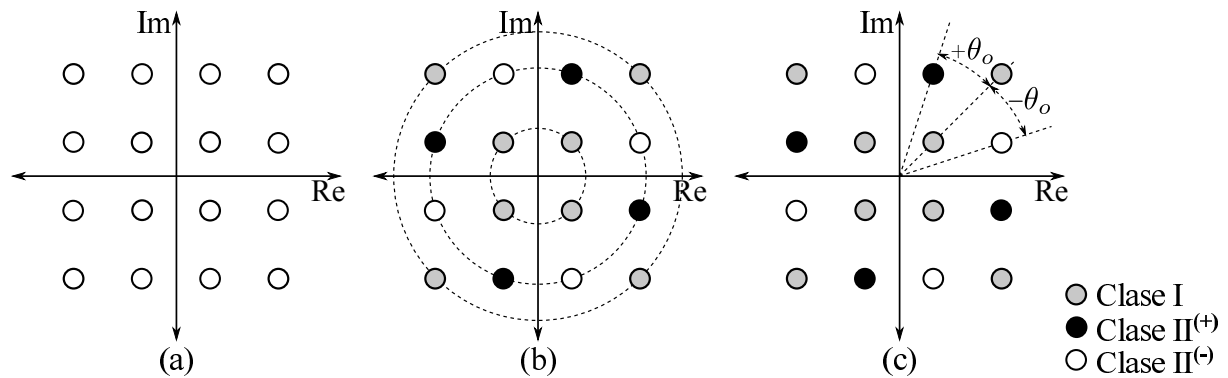


Figura 3.9: (a) Constelación 16-QAM rectangular. (b) Constelación 16-QAM dividida en tres subconjuntos QPSK, anillo interno y externo Clase I, anillo central Clase II⁽⁺⁾ y Clase II⁽⁻⁾. (c) Fase relativa entre símbolos Clase I y Clase II.

clasificación y normalización de los símbolos, el procesamiento se divide en dos caminos paralelos. Por un lado, los símbolos Clase I son elevados a la cuarta potencia y concurrentemente se promedian N' valores que se utilizan para decidir entre símbolos Clase II⁽⁺⁾ y Clase II⁽⁻⁾. Mientras que, por el lado de los símbolos Clase II, el procesamiento es levemente más complejo. El fasor es tratado en forma simultánea como perteneciente a ambas subclases, en donde se genera el símbolo con la suma y resta de θ_o , luego es elevado a la cuarta potencia para remover la componente de información. Una última decisión es tomada en función de la proximidad de ambos fasores respecto al promedio de los símbolos Clase I, calculado con antelación. Una vez removida la componente de información, el cómputo de la fase es llevado a cabo como se presenta en la Fig. 3.5.

Previo a abordar el cierre de la sección, resulta necesario realizar algunos comentarios adicionales. Si bien el trabajo de I. Fatadin en [45] se basa fuertemente en el trabajo de Rice [89], es válido considerarlo como eje debido a que este evalúa el desempeño del método en el contexto del canal óptico coherente y, al mismo tiempo, la arquitectura propuesta considera la problemática de la implementación paralela de alta velocidad. Dicho esto, si bien la mayoría de los trabajos restantes preceden al de Fatadin, pueden ser considerados como casos particulares. Específicamente, el trabajo de Louchet [92] hace uso de una realimentación de la salida final del estimador, para resolver la sub clasificación de los símbolos Clase II y como hemos visto en las secciones iniciales del presente capítulo, este uso no favorece la paralelización ni al desempeño del algoritmo. Los trabajos de Seimetz [90, 91] proponen la utilización de solo los símbolos Clase I para llevar a cabo la estimación del ruido de fase. En general, todas estas propuestas dependen sensiblemente de la frecuencia con que los símbolos Clase I arriban al estimador y, en todos los casos, es recomendable garantizar una frecuencia de ocurrencia uniforme. En función de esto, la propuesta de Seimetz incurre en una penalidad adicional debido a que descarta la mitad de las muestras y no siempre es posible garantizar la ocurrencia uniforme de los

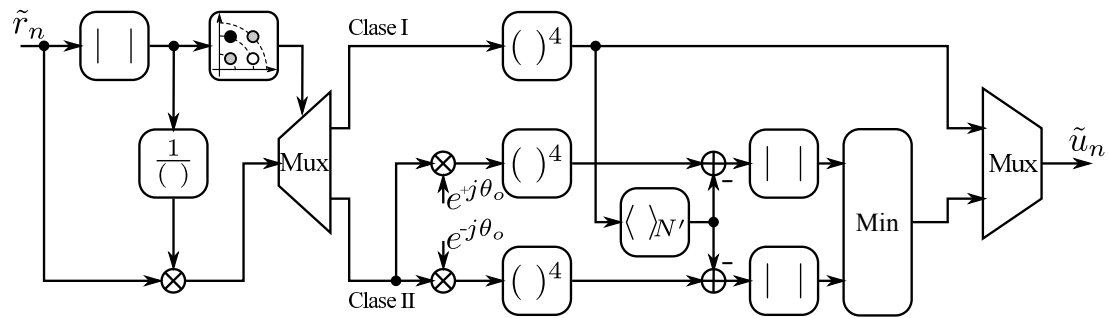


Figura 3.10: Diagrama en bloques de la función de cómputo de error de fase empleando clasificación de símbolos y particionado QPSK; I. Fatadin 2010.

símbolos Clase I. Los trabajos [44, 46] son extensiones a casos de uso y optimizaciones de complejidad respectivamente.

3.5. Desempeño de los algoritmos de VV y BPS

3.5.1. Selección del método de recuperación de fase

Habiendo abordado el panorama general de las diferentes alternativas por las que se puede optar al momento de recurrir a un algoritmo de recuperación de portadora, ahora es posible tomar con mayor certeza las propuestas mas relevantes. Por lo tanto:

- En los casos en que se utilizan modulaciones de la familia M -PSK, por su baja complejidad y buen desempeño, la propuesta original de A. Viterbi es preferible inclusive respecto a las versiones optimizadas en sentido cuadrático medio.
- En los casos en donde se empleen modulaciones de la familia M -QAM, la propuesta de T. Pfau prevalece por sobre las alternativas mixtas debido a que su extrapolación a diferentes modulaciones y orden de estas es directa.

Finalmente, si bien la propuesta de T. Pfau abarca los casos M -PSK, la utilización del método de A. Viterbi se encuentra fuertemente consolidado en la bibliografía e industria, por lo que resulta prudente considerar ambos algoritmos como modelos de referencia.

3.5.2. Escenario de evaluación

En esta sección se analizará mediante simulación el desempeño de los algoritmos VV y BPS en presencia de ruido de fase del láser. Para ello, se definen dos escenarios de operación:

- **Escenario 1:** Receptor óptico coherente empleando modulación QPSK diferencial y el algoritmo de recuperación de fase de la portadora VV. La tasa de símbolo $1/T$ será de 10 Gs/s .

- **Escenario 2:** Receptor óptico coherente utilizando modulación 16-QAM diferencial en cuadrante en conjunto con el algoritmo de recuperación de fase de la portadora BPS. La tasa de símbolo $1/T$ será de 32 Gs/s .

En todos los escenarios se considerará perfecto sincronismo de símbolo y frecuencia de portadora. A su vez, se utilizarán diferentes valores de la longitud de la ventana de estimación N .

Por último, se introducirán las fluctuaciones de frecuencia en la portadora láser en los escenarios 1 y 2. De esta manera, se podrá apreciar el impacto de las mismas sobre el desempeño de ambos algoritmos, analizando la curvas de tolerancia a fluctuaciones senoidales de frecuencia.

3.5.3. Impacto del ruido de fase del láser

Inicialmente resulta conveniente introducir el modelo de señal que se contemplará en el análisis. Para ello, tomemos como punto de partida el modelo de señal de la ecuación (2.53) y la arquitectura de recuperación de portadora de la Fig. 3.3. Luego, de acuerdo a las consideraciones recientemente establecidas podemos redefinir

$$\tilde{r}_n = \rho_n e^{j(\phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \zeta_n)}, \quad (3.24)$$

donde, como vimos, ρ_n es la magnitud de la muestra de señal más ruido, mientras que $\phi_n^{(ase)}$ y $\phi_n^{(lw)}$ son la componente en fase del ruido ASE y el ruido de fase del láser (definida en (2.50)) respectivamente. Las Figuras 3.11 y 3.12 muestran la tolerancia al ruido de fase del láser de los algoritmos de VV y BPS correspondientemente. Dicha tolerancia, se expresa de acuerdo a la penalidad en relación señal a ruido óptico (*Optical Signal to Noise Ratio (OSNR)*) (ver Apéndice B) en la que debe incurrir el sistema para lograr un desempeño objetivo en términos de tasa de error de bit (*Bit Error Rate (BER)*). En este caso, tomaremos una BER de referencia de 10^{-3} , debido a que este valor es típicamente establecido como requerimiento previo a los códigos correctores de errores (*Forward Error Correction (FEC)*).

Si centramos la atención por un momento en la Fig 3.11, podremos apreciar como se desempeña el algoritmo VV en la medida que se incrementa el ruido de fase. Para valores de $\Delta\nu T$ en las proximidades de 10^{-3} podemos visualizar el cambio de pendiente de las curvas y al mismo tiempo el intercambio en el orden de penalización. A primera vista podemos definir dos zonas de operación, por un lado, determinadas por la relación de potencia entre el ruido ASE y el ruido de fase del láser, mientras que por otro lado, determinada de acuerdo a la longitud N (o ancho de banda) del filtro de suavizado. En concreto, podemos observar que en los casos en que la potencia del ruido ASE predomina respecto a la potencia del ruido de fase, esto es $\Delta\nu T < 10^{-3}$, el mejor desempeño se

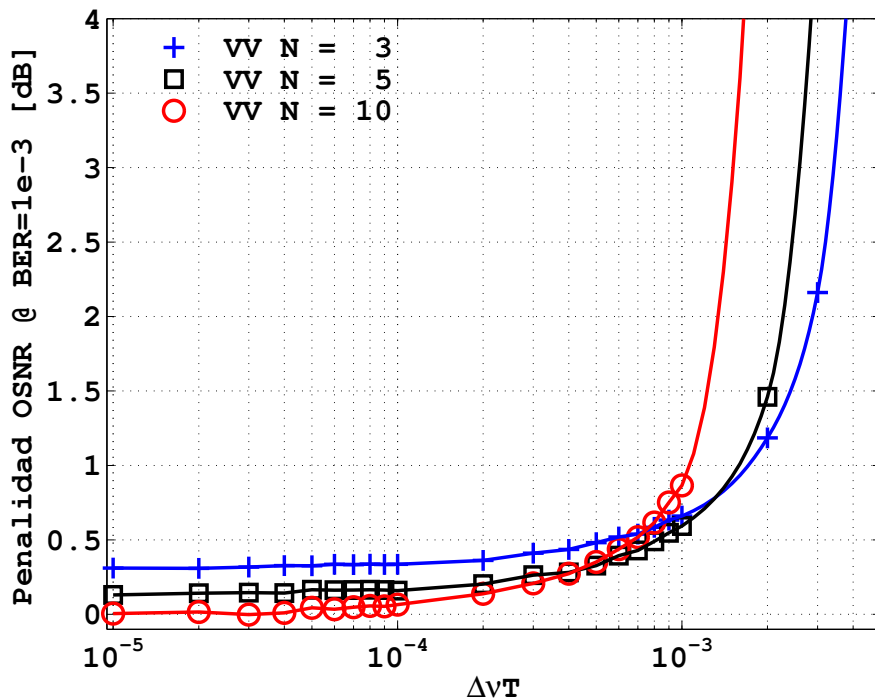


Figura 3.11: Tolerancia al ruido de fase del láser del algoritmo de recuperación de fase de portadora VV empleando modulación QPSK y $1/T = 10 \text{ Gs/s}$.

obtiene en proporción directa con la longitud del filtro. Sin embargo, para los casos en

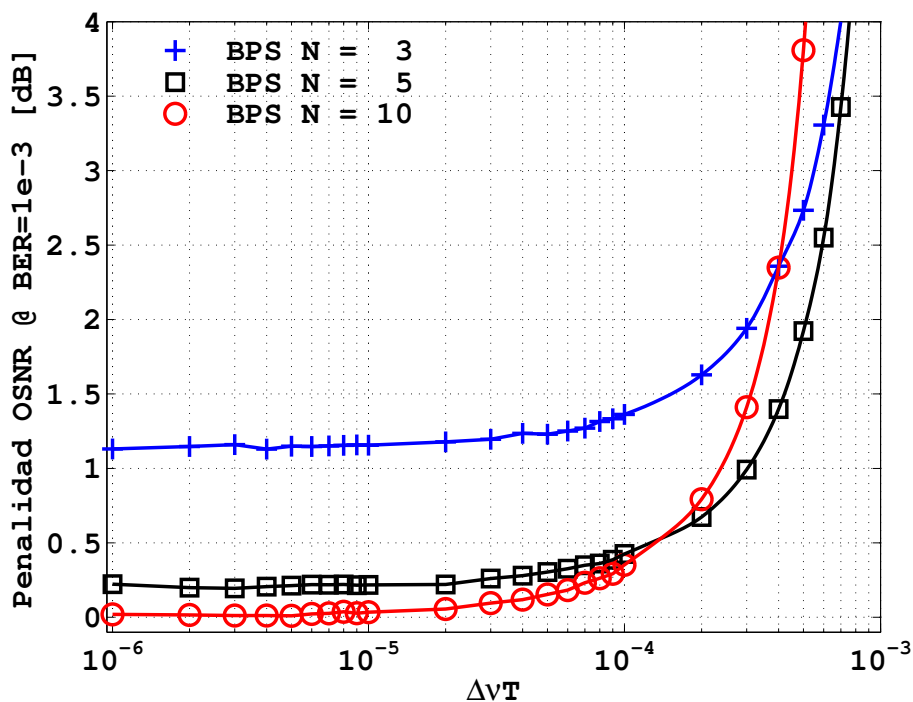


Figura 3.12: Tolerancia al ruido de fase del láser del algoritmo de recuperación de fase de portadora BPS empleando modulación 16-QAM, $1/T = 32 \text{ Gs/s}$ y $B = 32$.

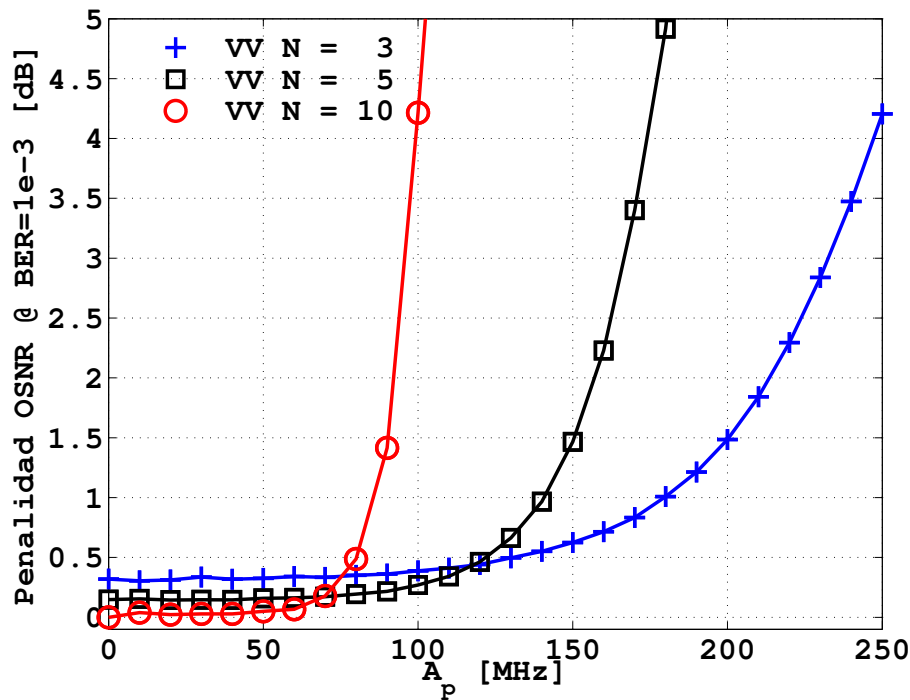


Figura 3.13: Desempeño del algoritmo de recuperación de fase de portadora VV empleando modulación QPSK versus la amplitud de desviación en frecuencia de la portadora (A_p) para $\Delta f_c = 35$ KHz, $1/T = 10$ Gs/s y $\Delta\nu = 300$ KHz.

que la potencia del ruido de fase del láser predomina respecto de la del ruido ASE, o sea $\Delta\nu T > 10^{-3}$, el mejor desempeño se logra en proporción inversa a la longitud del filtro.

Analizando ahora las curvas de desempeño del algoritmo BPS de la Fig. 3.12, es posible apreciar un comportamiento similar al algoritmo anterior, aunque más pronunciado para valores pequeños del parámetro N . En otros términos, como se sabe, el ancho de banda del filtro de suavizado depende en forma inversamente proporcional a N , de esta manera es posible justificar el desempeño de ambos algoritmos. En el caso en donde la potencia del ruido de fase es baja, el proceso presenta un alto grado de correlación. De esta manera, una ventana de filtrado amplia permite atenuar el impacto del ruido ASE eficientemente sin afectar el contenido espectral del ruido de fase del láser. En el caso contrario, con ruido de fase de alta potencia, el grado de correlación de este disminuye y por lo tanto su contenido espectral incrementa. De esta manera una ventana de filtrado más angosta mejora el desempeño. No obstante, la capacidad de rechazo al ruido ASE disminuye y por lo tanto es necesario incrementar la OSNR para lograr el desempeño esperado. Se recomiendan [3, 8, 9] para un abordaje más detallado.

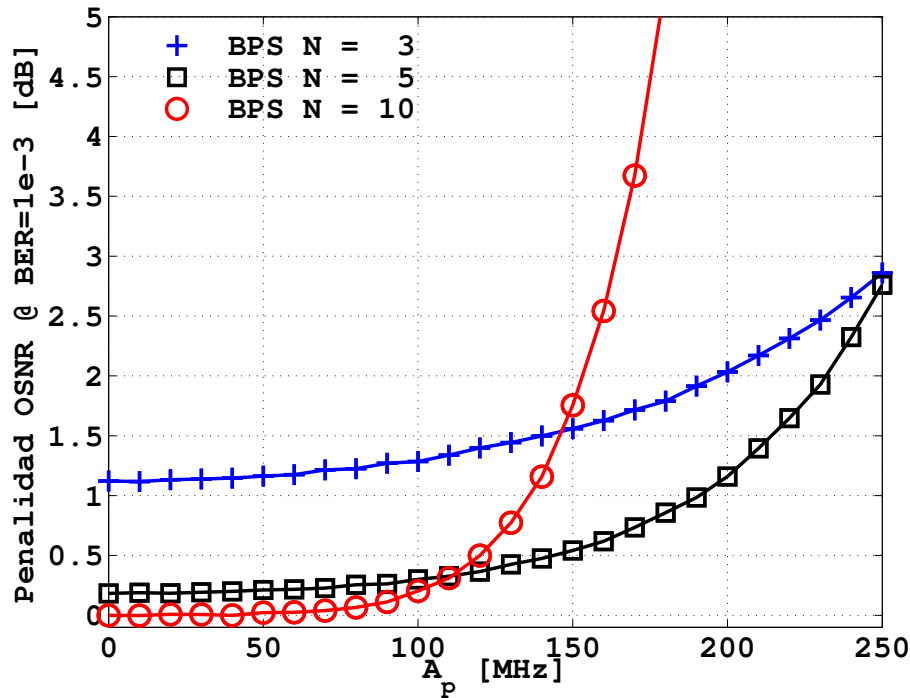


Figura 3.14: Desempeño del algoritmo de recuperación de fase de portadora BPS empleando modulación 16-QAM versus la amplitud de desviación en frecuencia de la portadora (A_p) para $\Delta f_c = 35$ KHz, $1/T = 32$ Gs/s, $\Delta\nu = 300$ KHz y $B = 32$.

3.5.4. Impacto de las fluctuaciones de frecuencia del láser

Las vibraciones mecánicas provocan pequeñas deformaciones de componentes electrónicos, tales como las cavidades láseres, deviniendo en fluctuaciones de la frecuencia de la portadora láser (ver [4] y sus referencias). Como se expresó en el Capítulo 2, estas fluctuaciones se pueden describir como una modulación en frecuencia con una señal sinusoidal de gran amplitud (por ejemplo $A_p < 250$ MHz) y baja frecuencia (por ejemplo, $\Delta f_c \sim 35$ KHz). Nuevamente, se considerará como figura de desempeño la penalidad en OSNR para alcanzar una BER de 10^{-3} . Las Figuras 3.13 y 3.14 muestran el rendimiento de los algoritmos respecto a la amplitud del tono A_p para una frecuencia $\Delta f_c = 35$ KHz y un ancho de línea del láser $\Delta\nu = 300$ KHz. En todos los casos se emplearon diferentes valores de la longitud del filtro de suavizado N . Al igual que en los casos anteriores se asume cero error de frecuencia. De este modo es posible reescribir (3.24) para incluir el nuevo efecto de la siguiente manera

$$\tilde{r}_n = \rho_n e^{j(\phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n + \zeta_n)}, \quad (3.25)$$

donde el nuevo término $\Delta\Omega_n$, definido en (2.52), representa la mencionada fluctuación. Como se puede apreciar en ambas figuras, el desempeño de los estimadores se deteriora significativamente en relación a la amplitud del tono de modulación en frecuencia. Notar

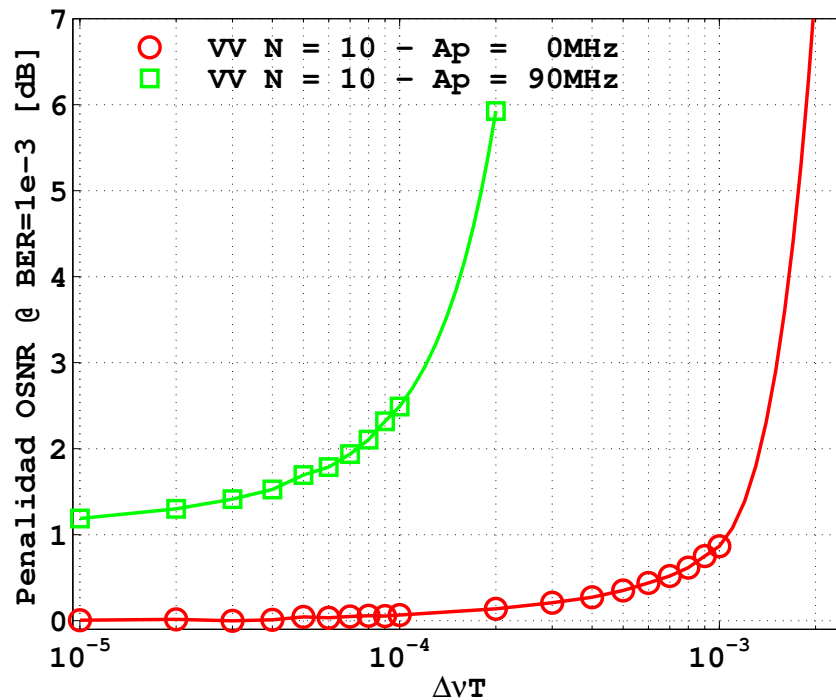


Figura 3.15: Tolerancia al ruido de fase del láser en presencia de fluctuaciones de frecuencia del algoritmo de recuperación de fase de portadora VV empleando modulación QPSK, $1/T = 10$ Gs/s, $A_p = 90$ MHz, $\Delta f_c = 35$ KHz y $N = 10$.

también que la longitud del filtro (osea, N) que minimiza la penalidad depende de la amplitud del tono. Este hecho sugiere la necesidad de un método de ajuste automático del parámetro N , lo que resulta complejo y costoso en término de área y potencia a la hora de implementar un receptor óptico coherente comercial.

3.5.5. Desempeño en presencia de ruido de fase y fluctuaciones de frecuencia del láser

Las Figuras 3.15 y 3.16 investigan la tolerancia al ruido de fase del láser en presencia de fluctuaciones de frecuencia de la portadora de los algoritmos VV y BPS respectivamente. En particular, en la Fig. 3.15 se presenta la curva de desempeño para VV obtenida con parámetros de amplitud $A_p = 90$ MHz y $\Delta f_c = 35$ KHz. A su vez, en la Fig. 3.16 se puede observar la curva de desempeño para BPS obtenida con parámetros $A_p = 140$ MHz y $\Delta f_c = 35$ KHz. En ambos casos se presenta a modo de referencia la curva de desempeño de ambos algoritmos con $A_p = 0$ MHz. Resulta interesante destacar la significativa degradación en el desempeño de los algoritmos que representa la presencia de fluctuaciones de frecuencia en la portadora óptica.

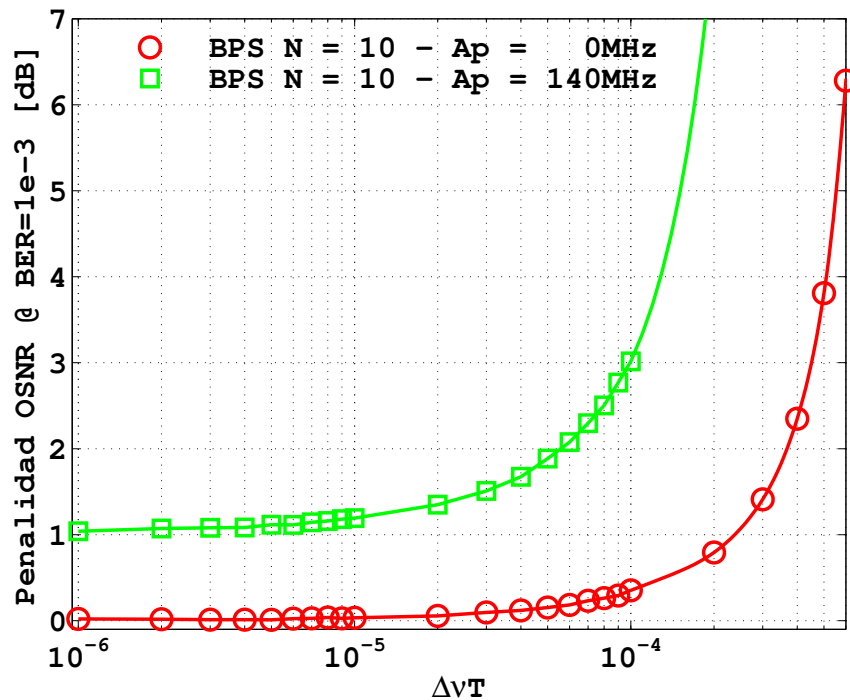


Figura 3.16: Tolerancia al ruido de fase del láser en presencia de fluctuaciones de frecuencia del algoritmo de recuperación de fase de portadora BPS empleando modulación 16-QAM, $1/T = 32\text{ Gs/s}$, $B = 32$, $A_p = 140\text{ MHz}$, $\Delta f_c = 35\text{ KHz}$ y $N = 10$.

3.6. Conclusión parcial

En el presente capítulo hemos podido tomar contacto con la problemática a la cual se enfrentan diseñadores y científicos al momento de llevar a la práctica algoritmos de procesamiento de señales de *ultra alta velocidad*. En particular, hemos podido comprender el impacto de la latencia originada por el proceso de paralelización *tradicional* y de pipeline, en la eficiencia de estimación de los algoritmos de recuperación de portadora realimentados; aspectos completamente ajenos a los algoritmos sin realimentaciones que se introdujeron y por cuanto motivan su uso en este tipo de aplicaciones. Para ello, también se introdujo una arquitectura típica de recuperación de portadora de dos etapas.

Se analizaron los paradigmas de estimación de fase, asistidos y no asistidos por decisiones, como así también las propuestas mixtas para modulaciones de alto orden. De acuerdo al análisis técnico y bibliográfico es posible seleccionar el algoritmo de VV y el BPS como los esquemas genéricos de referencia para llevar a cabo el análisis a lo largo de la presente Tesis. Una vez efectuada la selección hemos evaluado el desempeño para modulaciones QPSK con $1/T = 10\text{ Gs/s}$ en el caso del algoritmo de VV y modulación 16-QAM con $1/T = 32\text{ Gs/s}$ para el caso del algoritmo BPS. Dentro de los resultados presentados ambos algoritmos demuestran excelentes cualidades de tolerancia al ruido de fase del láser (ver Figuras 3.11 y 3.12). Sin embargo, en este capítulo se demuestra que

dicha capacidad se ve severamente afectada en presencia de fluctuaciones de frecuencia debido a vibraciones mecánicas o ruido de fuentes de alimentación (ver Figuras 3.15 y 3.16). Por último, en concordancia con [4], se caracterizó la tolerancia de ambos algoritmos a fluctuaciones senoidales de frecuencia de la portadora, en donde se evidencia la necesidad de llevar a cabo una compensación eficiente de dicho efecto previo a la recuperación de fase de la portadora óptica (ver Figuras 3.13 y 3.14).

CAPÍTULO 4

Recuperación de Frecuencia de Portadora en Comunicaciones Ópticas Coherentes

***Síntesis:** En el presente capítulo se analizará el desempeño del PLL digital como primera etapa de recuperación de portadora, dejando de lado temporalmente aspectos relativos a la implementación paralela del mismo. Como se podrá observar, el PLL digital posee buenas cualidades de seguimiento de las fluctuaciones de frecuencia de la portadora láser. Esta característica permitirá completar la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas. La primera de ellas basada en un PLL digital para la compensación de error y de fluctuaciones de frecuencia y la segunda compuesta por el algoritmo VV o BPS para la compensación del ruido de fase del láser. Finalmente, se elaborará una discusión sobre los aspectos relativos a la implementación y al nuevo espacio de trabajo que se genera para el desarrollo de una arquitectura de baja latencia para el PLL digital.*

4.1. Introducción

En el Capítulo 3 se introdujeron los esquemas de recuperación de fase de portadora sin realimentaciones. Dentro de las alternativas existentes sobresalen las propuestas de A. Viterbi (VV [2]) y T. Pfau (BPS [3]), ambas con gran tolerancia al ruido de fase del láser y con la posibilidad de paralelizarlas sin afectar la eficiencia de estimación de las mismas. En este esquema de recuperación de fase sin realimentaciones se asume la ausencia de error de frecuencia y de fluctuaciones de frecuencia de la portadora. Sin embargo, esta condición no siempre puede ser satisfecha en la práctica y, en esos casos, se ha demostrado que la varianza del error de estimación se incrementa con el error de frecuencia, degradando el desempeño de la etapa de estimación de fase sin realimentación [9]. A su vez, recientemente en el Capítulo 3, se demostró que las fluctuaciones en frecuencia del láser local o remoto, tales como las inducidas por vibraciones mecánicas, ruido de fuentes de alimentación u otros mecanismos, degradan el desempeño de los bloques de recuperación de fase. Recordemos que estas fluctuaciones pueden ser modeladas como una modulación en frecuencia mediante una función senoidal de gran amplitud (por ejemplo, $A_p < 250$ MHz) y baja frecuencia (por ejemplo, ~ 35 KHz) [4]. Esta situación pone en evidencia la necesidad de llevar a cabo la compensación de estos efectos previo a la recuperación de fase. En este sentido, la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas presentada en la Fig. 3.3 resulta ser la adecuada para tal fin.

Típicamente, en la arquitectura de recuperación de portadora de la Fig. 3.3, la primera etapa es la encargada de realizar la estimación y compensación del error de frecuencia. Es posible hallar numerosas propuestas focalizadas en la estimación y compensación de este parámetro. No obstante, en algunos casos, el ancho de banda del estimador no es suficiente para permitirle seguir la variación senoidal que se presenta en la frecuencia de la portadora. Esto no solo se debe al proceso de filtrado propio del sistema sino también a las relaciones de compromiso que se adoptan en el proceso de implementación de las arquitecturas. En otros casos, la complejidad de la arquitectura escala rápidamente en el proceso de paralelización, en particular la etapa de filtrado, lo que no permite alcanzar una implementación prácticamente realizable.

En los apartados subsiguientes se adoptará el PLL como primera etapa de procesamiento con el objetivo de evaluar su capacidad para estimar y compensar el error de frecuencia y, principalmente, las fluctuaciones de frecuencia de la portadora láser. Luego, se evaluará la capacidad conjunta del PLL y los algoritmos VV y BPS, constituyendo, de esta manera, dos configuraciones diferentes de la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas. Para ello, nos independizaremos temporalmente de los aspectos particulares de la implementación paralela.

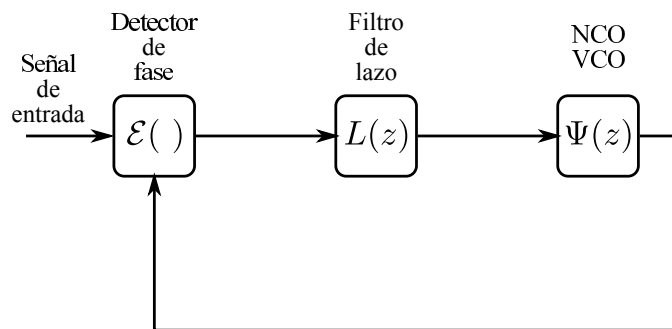


Figura 4.1: Lazo de enganche en fase.

4.2. Recuperación de portadora mediante PLL

En la Fig. 4.1 se puede apreciar el diagrama en bloques simplificado de un PLL digital (DPLL). El mismo posee tres elementos principales (i) detector de error de fase \mathcal{E} , (ii) un filtro de lazo L y (iii) un oscilador controlado numéricamente (NCO). En general, la funcionalidad del DPLL queda definida de acuerdo al tipo de detector de error de fase que se emplee, mientras que el filtro de lazo y el oscilador controlado numéricamente son elementos comunes a ellos. En la configuración típica para recuperación de portadora, el DPLL es capaz de compensar simultáneamente el error de frecuencia y de fase. Por el momento, esta condición no es contradictoria con el objetivo del capítulo. A su vez, nuevamente nos encontramos ante la posibilidad de utilizar un detector de error de fase con o sin asistencia de decisiones, tal como se presentó en el capítulo anterior.

4.2.0.1. Detector de error de fase asistido por decisiones

En la Fig. 4.2 se presenta el diagrama en bloques de un lazo de recuperación de portadora basado en un DPLL con un detector de error de fase asistido por decisiones. Consideremos el detector de error de fase de acuerdo a (3.18), con la diferencia que el símbolo s_n es sustituido por una decisión \hat{s}_n en función de la muestra recibida y demodulada. Más precisamente, reescribiendo esta última ecuación, tenemos que

$$\mathcal{E}(r_n, \psi_n) = \epsilon_n \quad (4.1)$$

$$= \text{sen}^{-1} \left(\frac{\text{Im} \left\{ r_n e^{-j\psi_{n-1}} \mathcal{Q} \left(r_n e^{-j\psi_{n-1}} \right)^* \right\}}{\rho_n \hat{A}_n} \right), \quad (4.2)$$

donde ψ_{n-1} es la salida del NCO y la fase estimada¹ que se utiliza en el DPLL para llevar a cabo la compensación del error de frecuencia y fase sobre la señal recibida r_n . En régimen permanente, cuando el DPLL ya haya convergido, y para valores de relación señal a ruido

¹Con el objetivo de simplificar la notación, se omitirá el sombrero en la variable $\hat{\psi}_{n-1}$ para denotar estimación. En los casos que la notación resulte ambigua el sombrero se hará explícito.

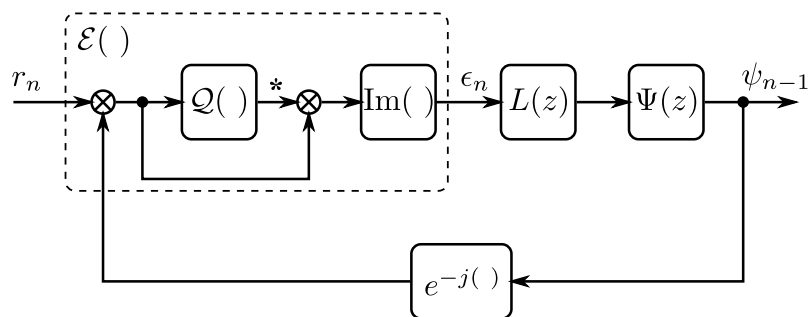


Figura 4.2: Lazo de enganche en fase para recuperación de portadora, con detector de error de fase asistido por decisiones.

óptica entre moderada y alta, se detectarán con gran certeza los símbolos transmitidos a partir de

$$\mathcal{Q}(r_n e^{-j\psi_{n-1}}) = \hat{A}_n e^{j\hat{\zeta}_n}, \quad (4.3)$$

y mediante los cuales será posible remover su componente en la fase. Por lo tanto, si consideramos en (4.1) la señal de entrada al lazo como sigue

$$r_n = \rho_n e^{j(\Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n + \zeta_n)}, \quad (4.4)$$

tenemos

$$\epsilon_n = \text{sen}^{-1} \left(\text{Im} \left\{ e^{j(\Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n - \psi_{n-1})} \right\} \right), \quad (4.5)$$

despejando la función $\text{sen}^{-1}(x)$, para pequeños errores de fase es posible considerar la siguiente aproximación

$$\text{sen}(\epsilon_n) = \text{Im} \left\{ e^{j(\Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n - \psi_{n-1})} \right\}, \quad (4.6)$$

$$\approx \epsilon_n = \Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n - \psi_{n-1}. \quad (4.7)$$

De esta manera, el lazo de compensación minimiza la fase relativa entre la muestra compleja recibida y el símbolo complejo detectado, minimizando indirectamente la componente imaginaria del fasor error. En los casos de baja relación señal a ruido óptica, el detector incurrirá en mayor cantidad de errores y, en consecuencia, en (4.6) se introducirá un término de error de fase múltiplo de $\frac{\pi}{2}$, que, en caso de ser sostenido a lo largo del tiempo, podrá provocar el eventual desenganche del lazo. En otros casos se podrá introducir un error de fase constante, también múltiplo de $\frac{\pi}{2}$, denominado salto de fase (*Cycle Slip*) que provoca la rotación de la constelación en igual proporción. Debido a la ambigüedad de $\frac{\pi}{2}$ de la familia de modulaciones M -PSK y M -QAM, el detector no percibirá dicho cambio

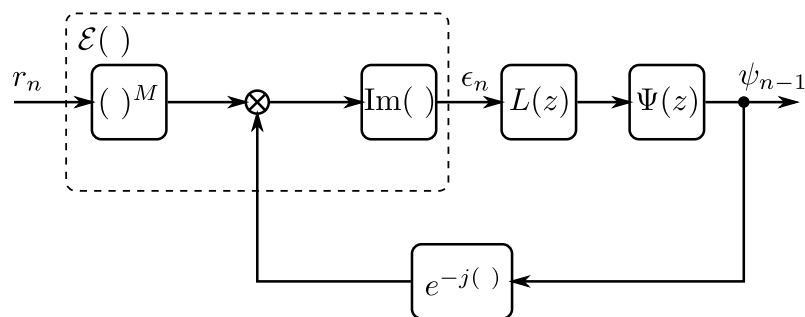


Figura 4.3: Lazo de enganche en fase para recuperación de portadora, con detector de error de fase no asistido por decisiones.

y las detecciones subsiguientes serán todas erróneas. Para contrarrestar este efecto, se emplea codificación diferencial de los símbolos. De hecho, en el caso de constelaciones de orden superior a 4-PSK o 4-QAM, es habitual codificar diferencialmente dos bits de los $k = \log_2(M)$ requeridos por la constelación con el objetivo de determinar el cuadrante de los símbolos [23].

4.2.0.2. Detector de error de fase no asistido por decisiones

En el caso de la familia de modulaciones M -PSK, es posible emplear el ya conocido método M -power introducido en la Sección 3.2, en la configuración de la Fig. 4.3 donde

$$\mathcal{E}(r_n, \psi_{n-1}) = \epsilon_n \quad (4.8)$$

$$= \text{sen}^{-1} \left(\frac{\text{Im} \{ \mathcal{V}_M(r_n) e^{-j\psi_{n-1}} \}}{\rho^M} \right). \quad (4.9)$$

Consideremos nuevamente como señal de entrada al sistema la descrita por la ecuación (4.4) y, el método para remover ζ_n descrito por las ecuaciones (3.6) a (3.9) de la Sección 3.2, por lo tanto tenemos

$$\mathcal{V}_M(r_n) = \rho_n^M e^{jM(\Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n + \zeta_n)}, \quad (4.10)$$

de esta manera, el término $M\zeta_n = 2\pi\kappa$ del argumento de la exponencial compleja es anulado, por lo tanto

$$\mathcal{V}_M(r_n) = \rho_n^M e^{jM(\Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n)}. \quad (4.11)$$

Esta señal posee una fuerte línea espectral $M\Omega_c$ como se evidencia en (4.11). Esta componente puede ser fácilmente extraída por el DPLL mientras que en el caso de las componentes restantes, dependerá de su localización espectral y de si esta se encuentra dentro del ancho de banda del PLL. Luego, el error de fase puede ser obtenido a partir de la compo-

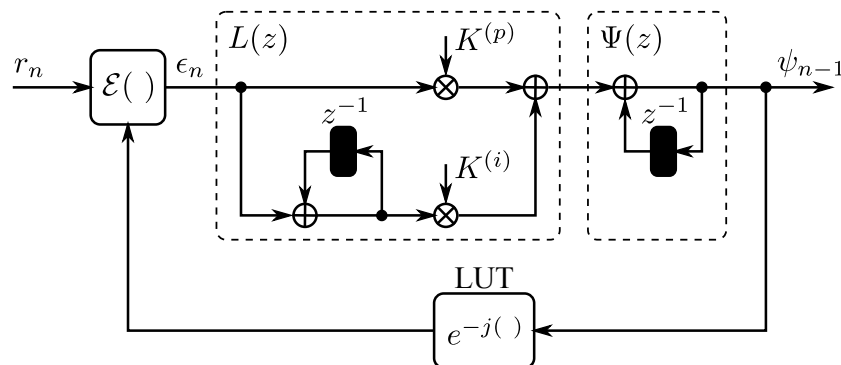


Figura 4.4: Descripción del filtro de lazo $L(z)$ y el oscilador controlado numéricamente $\Psi(z)$ en un lazo de enganche en fase digital para recuperación de portadora.

nente imaginaria del fasor (4.11) compensado, tal como en el caso asistido por decisiones. Esto es,

$$\text{sen}(\epsilon_n) = \text{Im} \left\{ e^{jM(\Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n)} e^{-j\psi_{n-1}} \right\} \quad (4.12)$$

$$\approx \epsilon_n = M\Omega_c n + M\phi_n^{(lw)} + M\phi_n^{(ase)} + M\Delta\Omega_n - \psi_{n-1}. \quad (4.13)$$

Finalmente, para trasladar a banda base la señal de información es necesario emplear un sintetizador de frecuencia, el cual también puede ser incorporado en el lazo. La técnica M -power es habitualmente implementada en sistemas analógicos de recuperación de frecuencia debido a la facilidad de extraer el tono de sincronismo.

4.2.0.3. Filtro de lazo y Oscilador Controlado Numéricamente

La respuesta dinámica del sistema DPLL queda determinada por la función de transferencia del filtro de lazo, ver Fig. 4.4. Un cuidadoso diseño de este filtro le permitirá al DPLL compensar eficientemente corrimientos de fase constantes (denominado escalón de fase), error de frecuencia de la portadora (denominado rampa de fase) y determinadas fluctuaciones de frecuencia y fase. Es habitual emplear un filtro de lazo $L(z)$ proporcional más integral (PI)

$$L(z) = K^{(p)} + \frac{K^{(i)}}{1 - z^{-1}}, \quad (4.14)$$

donde $K^{(p)}$ y $K^{(i)}$ representan la ganancia proporcional e integral del filtro. Luego, la salida de este gobierna el comportamiento del oscilador controlado numéricamente con función de transferencia

$$\Psi(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}. \quad (4.15)$$

De esta manera, se conforma lo que se denomina un DPLL de 2^{do} orden tipo II. Esta configuración le permite alcanzar al DPLL, en condiciones de régimen permanente, cero error de frecuencia y fase². Los efectos como las fluctuaciones en frecuencia del láser pueden ser seguidos y compensados eficazmente dependiendo del ancho de banda establecido por los parámetros del filtro de lazo $K^{(p)}$ y $K^{(i)}$.

De acuerdo a la Fig. 4.4, en el centro se presenta el filtro de lazo proporcional más integral, mientras que el sub bloque de la derecha es el oscilador controlado numéricamente y se denomina NCO. A través de este último se controla el sintetizador de frecuencia habitualmente implementado con una memoria de solo lectura (*Look-Up Table (LUT)*).

4.3. Evaluación del PLL como algoritmo de recuperación de portadora

En esta sección se analizará mediante simulación el desempeño del DPLL como algoritmo de recuperación de portadora en presencia de error de frecuencia, fluctuaciones de frecuencia de la portadora y ruido de fase del láser. Para ello, definiremos los siguientes escenarios de operación:

- **Escenario 1:** Receptor óptico coherente empleando modulación QPSK diferencial y un algoritmo de recuperación de portadora basado en un PLL digital serie (S-DPLL) asistido por decisiones (AD) y no asistido por decisiones (NAD). La tasa de símbolo $1/T$ será de 10 Gs/s .
- **Escenario 2:** Receptor óptico coherente utilizando modulación 16-QAM con codificación diferencial en cuadrante y un S-DPLL AD para la recuperación de la portadora. La tasa de símbolo $1/T$ será de 32 Gs/s .
- **Escenario 3:** Receptor óptico coherente empleando modulación QPSK diferencial con un S-DPLL AD y NAD para la compensación de fluctuaciones de frecuencia de la portadora y el algoritmo de VV para la supresión del ruido de fase del láser. La tasa de símbolo $1/T$ será de 10 Gs/s .
- **Escenario 4:** Receptor óptico coherente utilizando modulación 16-QAM con codificación diferencial en cuadrante y un S-DPLL AD para la compensación de fluctuaciones de frecuencia de la portadora y el algoritmo BPS para la supresión del ruido de fase del láser. La tasa de símbolo $1/T$ será de 32 Gs/s .

En todos los escenarios consideraremos perfecto sincronismo de símbolo y un DPLL serie ideal de latencia mínima, esto es 1 clock.

²Se recomienda al lector remitirse a [23] Capítulos 14 y 15 y a [24] Capítulos 1 a 5 para un abordaje más acabado del tema.

4.3.1. Capacidad de compensación de error de frecuencia

En la Figura 4.5 se analiza, de acuerdo al **Escenario 1 y 2**, la capacidad de compensación de error de frecuencia del S-DPLL. Para ello, se considera la penalidad en OSNR alcanzada para lograr una tasa de error de bit (BER) de 10^{-3} para diferentes valores de error de frecuencia f_c (ver ec. (4.4)), respecto del caso $f_c = 0$. Como se puede apreciar, el rango de captura de ambos S-DPLL se encuentra dentro de lo mencionado por la teoría, esto es $1/8T$, $\pm 1.25 GHz$ y $\pm 4.0 GHz$ para el caso de QPSK y 16-QAM respectivamente [23].

En una primera instancia es posible afirmar que el DPLL puede ser empleado como etapa de recuperación de frecuencia de portadora. Así, la funcionalidad tradicionalmente asignada a la primera etapa de recuperación se encontraría cubierta.

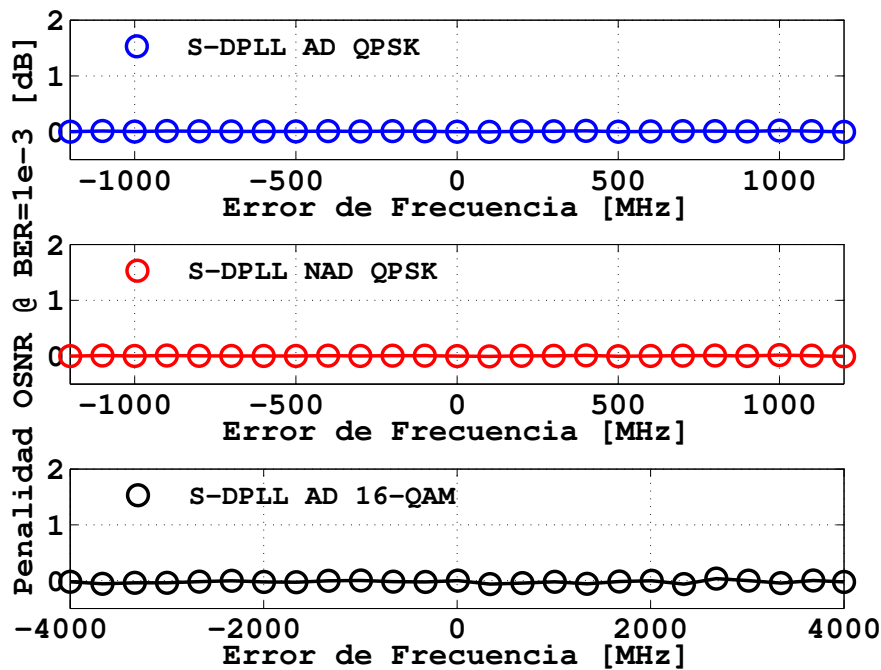


Figura 4.5: Rango de captura del PLL digital serie empleando modulación QPSK con $1/T = 10 Gs/s$ y 16-QAM con $1/T = 32 Gs/s$. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

4.3.2. Capacidad de seguimiento de las fluctuaciones de frecuencia

En la Fig. 4.6 se muestra el rendimiento del DPLL respecto de la variación de la amplitud A_p de la fluctuación de frecuencia, esto para $\Delta f_c = 35 KHz$ y en el marco del **Escenario 1 y 2**. En todos los casos se asume cero error de frecuencia y se considera como figura de mérito la OSNR para lograr una $BER = 10^{-3}$ respecto el caso de $A_p = 0$.

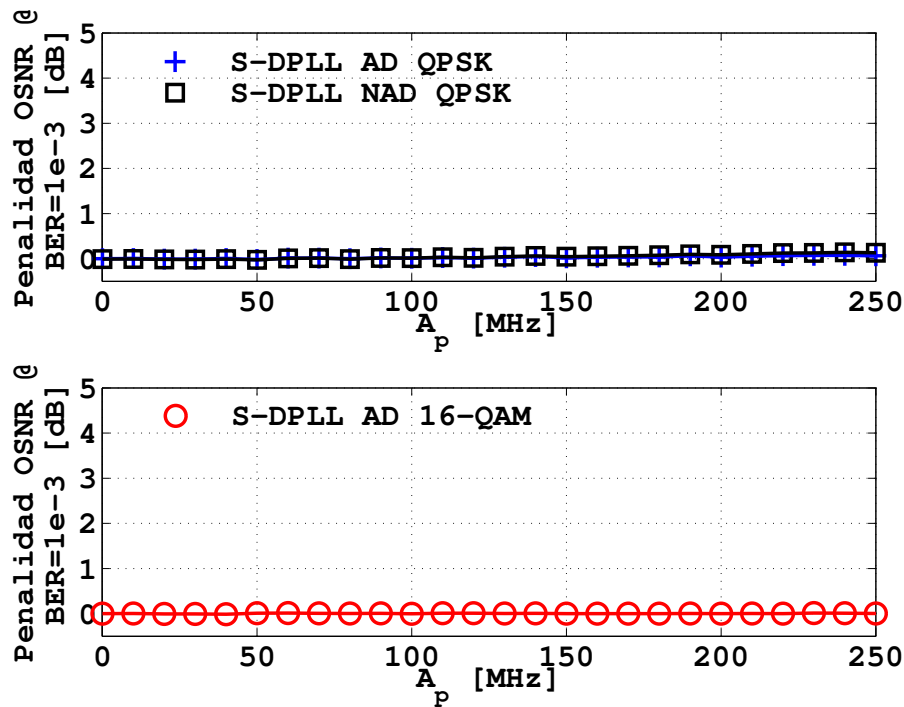


Figura 4.6: Tolerancia a las fluctuaciones de frecuencia sobre el PLL digital serie empleando modulación QPSK con $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ y 16-QAM con $1/T = 32 \text{ Gs/s}$. Para $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$ y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

En función de los resultados expuestos en la Fig. 4.6, es posible apreciar una gran tolerancia al impacto de las fluctuaciones en frecuencia presentes en la portadora láser. En otras palabras, el S-DPLL demuestra excelentes cualidades de seguimiento a variaciones de la frecuencia de la portadora, mostrándolo prácticamente inmune al efecto en cuestión.

4.3.3. Impacto del ruido de fase del láser

A pesar de que el DPLL no es considerado circunstancialmente como etapa de recuperación de fase, a los fines del estudio y de evaluar sus capacidades, resulta de interés analizar la tolerancia del S-DPLL al ruido de fase del láser. La Fig. 4.7 presenta el desempeño del S-DPLL en presencia de la mencionada perturbación. Nuevamente, para los **Escenarios 1 y 2** se considera como figura de mérito la penalización en OSNR respecto a $\Delta \nu = 0 \text{ Hz}$ para alcanzar una $\text{BER} = 10^{-3}$. Si bien se puede notar en la Fig. 4.7 que el DPLL serie posee buena tolerancia al ruido de fase del láser, en general, su desempeño se encuentra prácticamente un orden de magnitud por debajo del desempeño de los algoritmos VV y BPS de las Figuras 3.11 y 3.12, respectivamente. En todos los casos esta diferencia de desempeño puede atribuirse a dos factores. Por un lado, la latencia intrínseca del lazo, a pesar de que se encuentra en su mínimo, tiene influencia en el desempeño del PLL. Por otro lado, los parámetros de operación $K^{(p)}$ y $K^{(i)}$ controlan en forma directa el ancho de banda del lazo y, en consecuencia, la capacidad de seguimiento. Un incremento

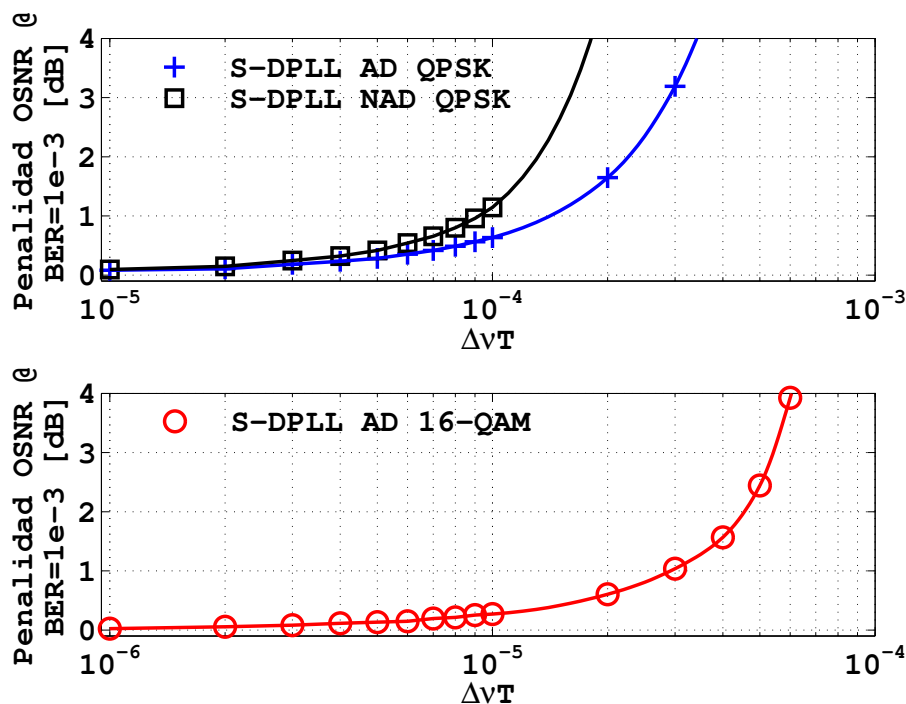


Figura 4.7: Tolerancia al ruido de fase del láser sobre el PLL digital serie empleando modulación QPSK con $1/T = 10$ Gs/s y 16-QAM con $1/T = 32$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

excesivo del ancho de banda del lazo tiene como resultado el incremento del ancho de banda de ruido que se traslada a la fase estimada. De este modo, es necesario guardar una relación de compromiso entre respuesta dinámica y desempeño en presencia de ruido. En el caso de la diferencia de desempeño entre el S-DPLL AD y NAD, esta se atribuye al incremento del ruido originado por el proceso de potenciación del esquema NAD.

4.3.4. Arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas

De acuerdo a los resultados de desempeño del PLL digital presentados hasta el momento, resulta de interés considerar el S-DPLL como una primera etapa de compensación de error de frecuencia y fluctuaciones de frecuencia de la portadora láser, mientras que un algoritmo sin realimentaciones como el VV o BPS se utiliza para la estimación y compensación del ruido de fase del láser. Denominaremos a estos esquemas de recuperación de portadora como S-DPLL+VV o S-DPLL+BPS, constituidos por un PLL digital serie seguido del algoritmo VV o BPS, respectivamente (de acuerdo a los **Escenarios 3 y 4**).

En la Fig. 4.8 se presenta la tolerancia a las fluctuaciones en frecuencia del láser de la arquitectura de dos etapas S-DPLL+VV respecto de A_p , para una $\Delta f_c = 35$ KHz y un $\Delta \nu = 300$ KHz. Es necesario destacar que la degradación originada por la mencionada fluctuación sobre el algoritmo VV con $N = 10$ se elimina al emplear como primera etapa

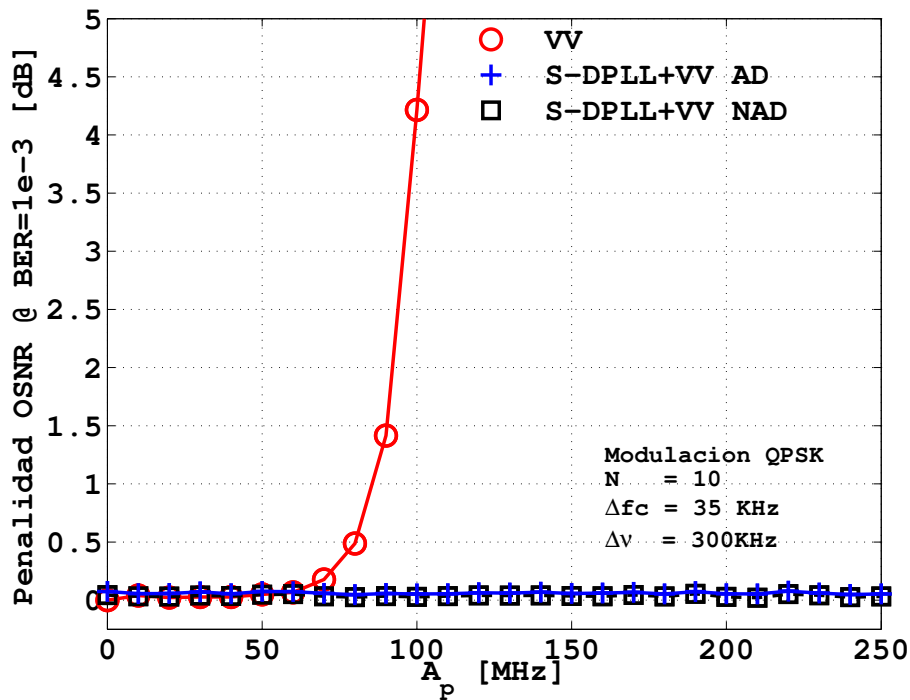


Figura 4.8: Tolerancia a las fluctuaciones de frecuencia del láser del S-DPLL+VV empleando modulación QPSK con $1/T = 10$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

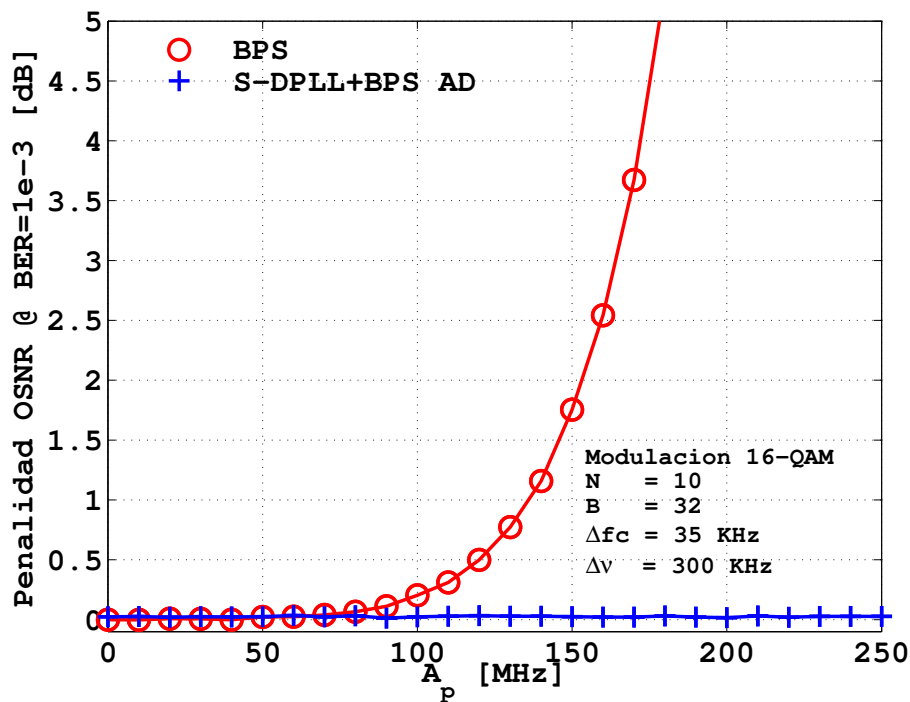


Figura 4.9: Tolerancia a las fluctuaciones de frecuencia del láser sobre el S-DPLL+BPS empleando modulación 16-QAM con $1/T = 32$ Gs/s. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

de compensación el PLL digital serie, independientemente del tipo de detector de error de fase empleado (sea este AD o NAD). Al mismo tiempo, y bajo condiciones de canal similares, es posible observar en la Fig. 4.9 las curvas de tolerancia a fluctuaciones de frecuencia del algoritmo de dos etapas S-DPLL+BPS. De igual manera, la operación conjunta de ambos algoritmos presenta beneficios en desempeño respecto al caso de BPS con $N = 10$ como única solución de recuperación de portadora.

En las Figuras 4.10 y 4.11 se estudia el desempeño de la arquitectura de dos etapas en presencia de ruido de fase del láser con una componente de fluctuación en frecuencia con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $A_p = 90 \text{ MHz}$ para el caso con modulación QPSK y $A_p = 140 \text{ MHz}$ para el caso con modulación 16-QAM. En ambas figuras se puede apreciar como la arquitectura de dos etapas S-DPLL+VV y S-DPLL+BPS permite sobrellevar eficientemente el impacto de la fluctuación senoidal sobre el estimador de fase. Esto se refleja en la comparativa de desempeño en donde la penalidad de $\sim 1 \text{ dB}$ en la que incurre la arquitectura de recuperación de portadora basada solamente en el algoritmo VV o BPS, es compensada y solapada a la curva de desempeño del caso de VV y BPS con $A_p = 0 \text{ MHz}$, los cuales son considerados a modo de referencia.

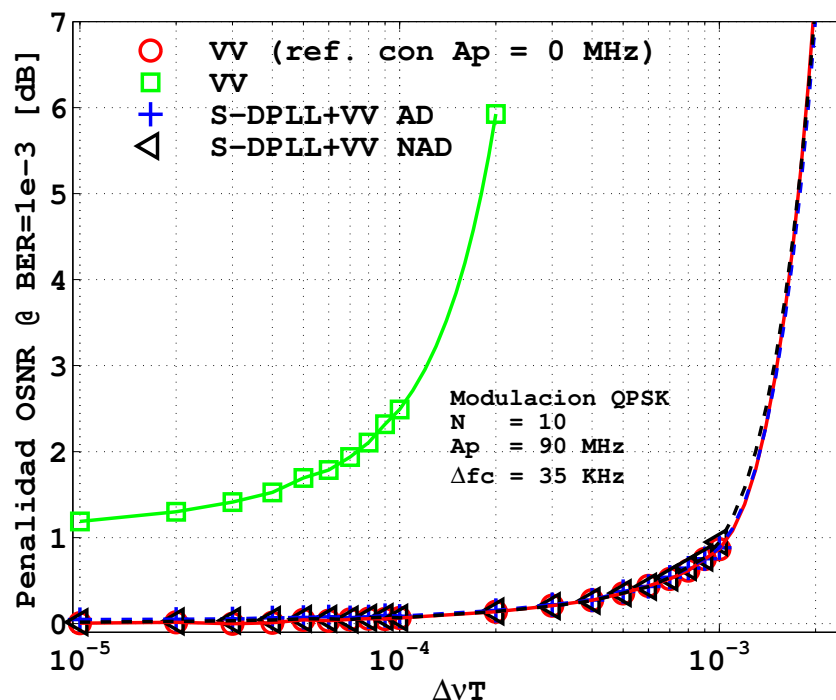


Figura 4.10: Tolerancia al ruido de fase del láser del S-DPLL+VV empleando modulación QPSK con $1/T = 10 \text{ Gs/s}$. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

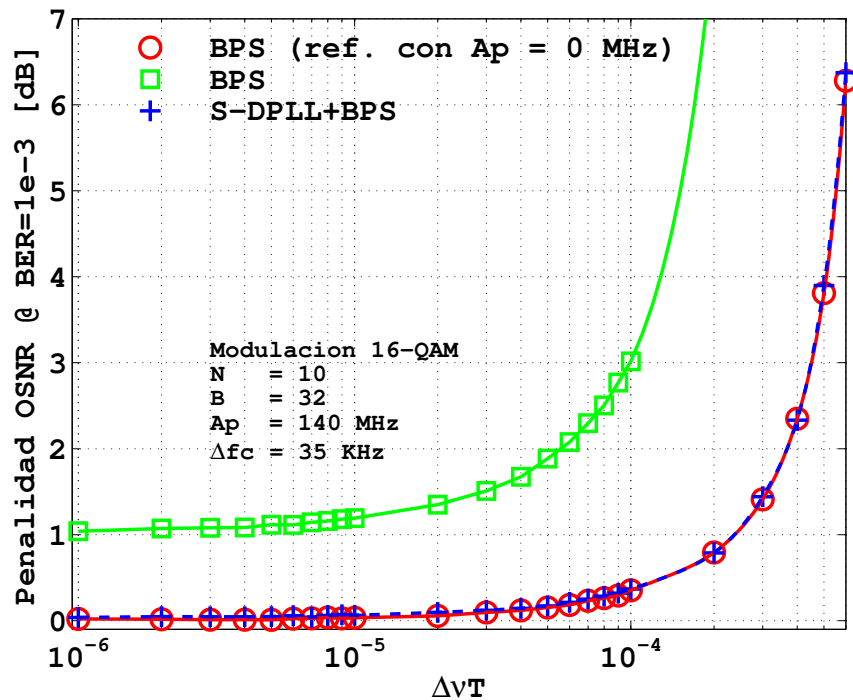


Figura 4.11: Tolerancia al ruido de fase del láser sobre el S-DPLL+BPS empleando modulación 16-QAM con $1/T = 32 \text{ Gs/s}$. Parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

4.4. Discusión

De acuerdo a los resultados de las Secciones 4.3.1 a 4.3.3, podemos ver que el DPLL posee buenas cualidades de desempeño en presencia de error y fluctuaciones de frecuencia de la portadora láser, cualidades que lo hacen un buen candidato como primera etapa de recuperación de portadora. En particular, resulta de interés destacar la capacidad de seguimiento de las fluctuaciones de frecuencia. Luego, como se pudo apreciar en los resultados de la Sección 4.3.4, el comportamiento de la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas es superior respecto al de las soluciones basadas solamente en DPLL, VV o BPS. En otras palabras, la operación conjunta del S-DPLL+VV ó S-DPLL+BPS actúa de manera sinérgica, donde el DPLL compensa las fluctuaciones de frecuencia previo a la etapa de recuperación de fase y luego el algoritmo VV o BPS compensan el ruido de fase del láser. Finalmente, es posible afirmar que el DPLL es adecuado como primera etapa de recuperación de portadora.

4.4.1. Sobre la implementación y la latencia en el DPLL

Las elevadas velocidades de procesamiento requieren emplear técnicas de procesamiento paralelo. La paralelización *tradicional* del DPLL y las limitaciones de velocidad propias de la tecnología CMOS de 40 nm o 28 nm , no permiten resolver el cómputo de todo el lazo

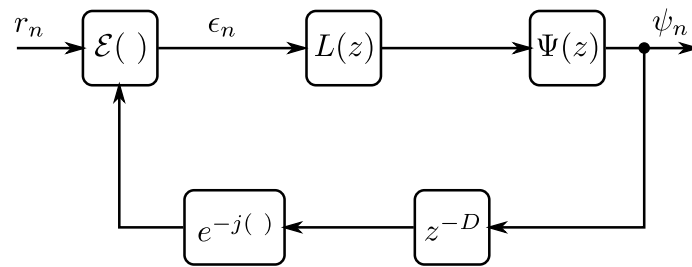


Figura 4.12: PLL digital serie con agregado de D unidades de latencia en el lazo.

de sincronismo en un único ciclo de reloj de procesamiento paralelo f_{clock} . La inserción de pipeline se traduce en latencia en el lazo de sincronismo. De este modo, la alta velocidad y latencia se conjugan en detrimento del desempeño global del sistema ante la presencia de efectos como los considerados hasta el momento, poniendo en jaque la efectividad del DPLL como método de sincronización de portadora.

En la Fig. 4.12 se presenta el diagrama en bloques de un DPLL serie con D unidades de latencia, tal como se describió en el párrafo anterior. El objetivo de dicho diagrama es cuantificar el impacto de la latencia en el desempeño del S-DPLL, bajo las condiciones de canal ya introducidas. En la Fig. 4.13, se puede observar el impacto de la latencia en términos de la BER alcanzada por el sistema, empleando modulación QPSK y un S-DPLL AD y NAD, en presencia de fluctuaciones de frecuencia del láser. Tal como se puede notar, el incremento de la latencia resulta determinante en el desempeño global del sistema, pasando del estado de funcionamiento a pérdida total de sincronismo. De igual manera ocurre para el sistema bajo análisis en presencia de ruido de fase del láser. En la Fig. 4.14, se presenta la penalidad relativa a cada paradigma, en relación al caso de $D = 1$, en donde ahora la penalización en OSNR es gradual pero significativa. Por último, en la Fig. 4.15, se muestran curvas de desempeño para el caso en que se emplea modulación 16-QAM y el S-DPLL AD. En ambos contextos se observan tendencias similares. La mejor tolerancia a la latencia en presencia de fluctuaciones de frecuencia se puede atribuir a que la tasa de muestreo del sistema es mayor, mientras que la penalidad relativa en presencia de ruido de fase incrementa debido a la menor distancia relativa entre símbolos de la constelación 16-QAM.

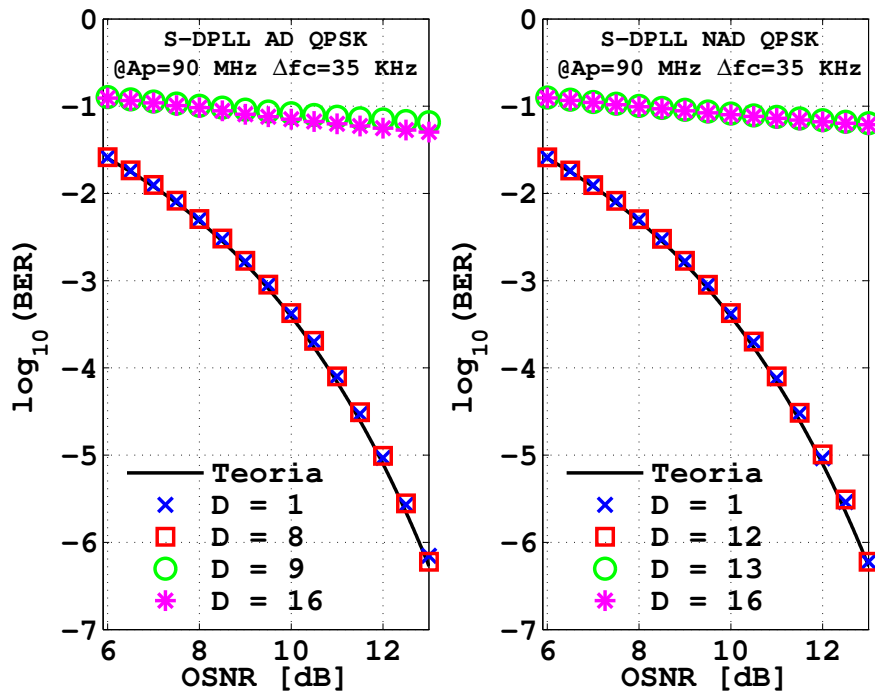


Figura 4.13: Efecto de la latencia en el S-DPLL en presencia de fluctuaciones en frecuencia del láser. Con $1/T = 10 \text{ Gs/s}$. y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

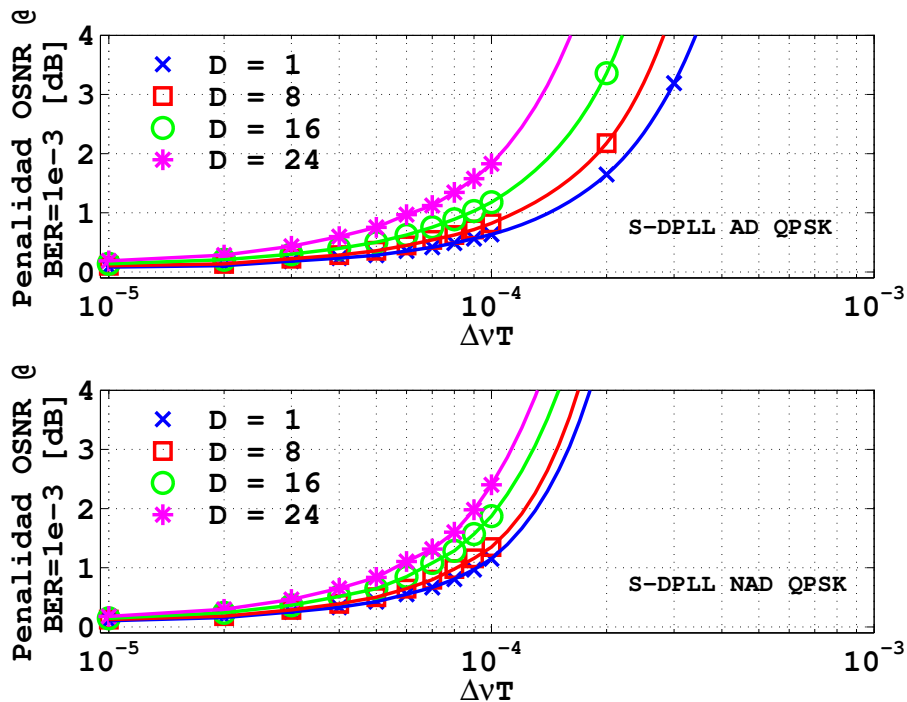


Figura 4.14: Efecto de la latencia en el S-DPLL presencia de ruido de fase del láser. Con $1/T = 10 \text{ Gs/s}$. y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

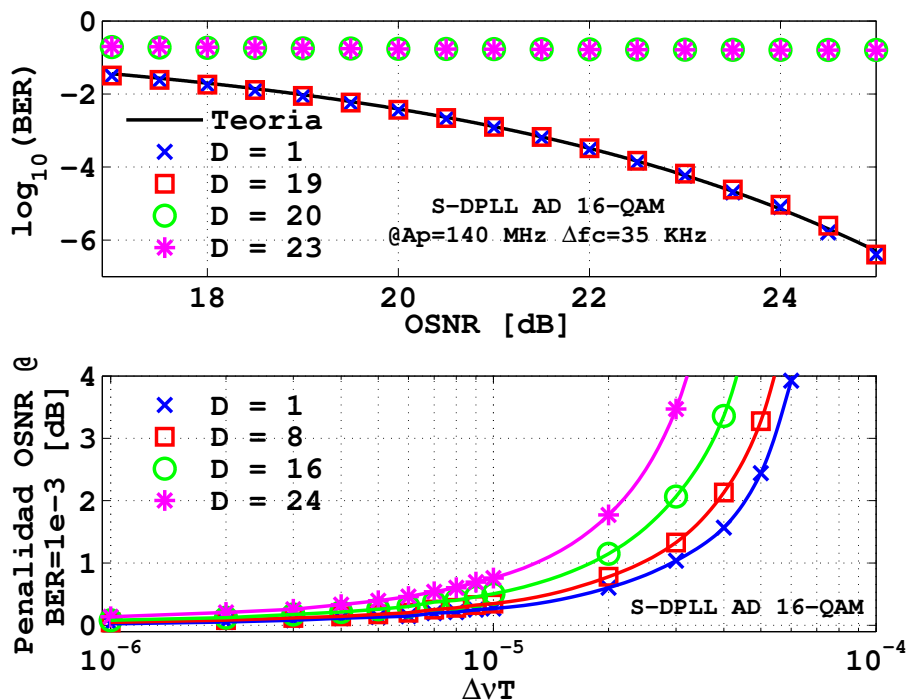


Figura 4.15: Efecto de la latencia en el S-DPLL. (Superior) En presencia de fluctuaciones de frecuencia del láser. (Inferior) En presencia de ruido de fase del láser. Con $1/T = 32$ Gs/s y parámetros del filtro de lazo $K^{(p)} = 5 \times 10^{-3}$ y $K^{(i)} = 10^{-5}$.

4.4.2. Espacio de trabajo

Resulta necesario mencionar que existen otras alternativas al uso del DPLL capaces, en algunos casos, de seguir y compensar las fluctuaciones de frecuencia del láser y, al mismo tiempo, posibles de paralelizar. Tal es el caso de la propuesta de A. Leven [5] de la cual es posible demostrar que es capaz de estimar el error y la fluctuación en frecuencia de la portadora, cuando se emplea modulación M -PSK. Sin embargo, las limitaciones que no hacen adecuada a la arquitectura de A. Leven no se relacionan a los problemas de las arquitecturas con realimentaciones sino, por el contrario, al no poseer realimentaciones, idealmente en ciertos escenarios, puede ser paralelizada sin penalidad alguna en el desempeño. No obstante, es en este proceso donde cobran preponderancia otros aspectos de la implementación paralela. Por ejemplo, la arquitectura del filtro de suavizado debe ser del tipo transversal o FIR para permitir la implementación paralela. A su vez, para lograr el desempeño reportado por A. Leven en [5] es necesario promediar al menos 501 muestras, esto es $N = 250$ con un ancho de banda $Bw(N) \sim 9$ MHz. De acuerdo a lo mencionado, se observa lo siguiente:

- La implementación de un árbol de sumas de 501 muestras implica el uso excesivo de recursos computacionales, ver Fig. 4.16.
- No es prácticamente posible propagar o mantener la precisión a lo largo de un

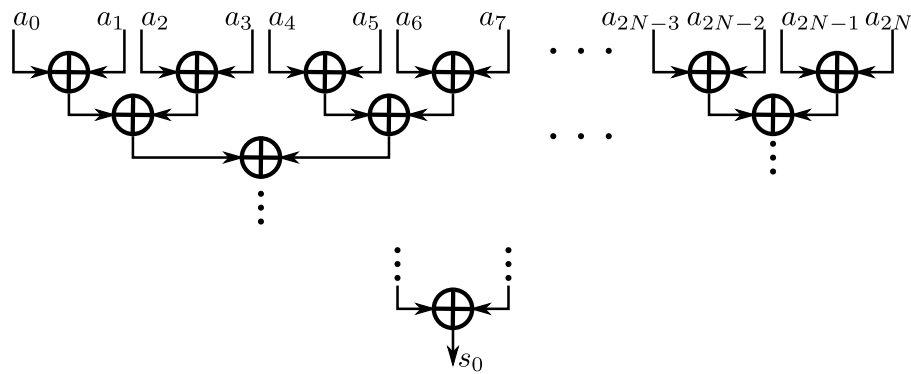


Figura 4.16: *Arquitectura de un árbol de sumas.*

árbol de sumas de estas características, introduciendo, de este modo, problemas de precisión numérica de punto fijo por los sucesivos truncamiento y redondeos.

- La implementación paralela de dicho filtro implica realizar P réplicas desfasadas temporalmente, lo que escala linealmente el uso de recursos computacionales en el mismo factor, ver Fig. 4.17.

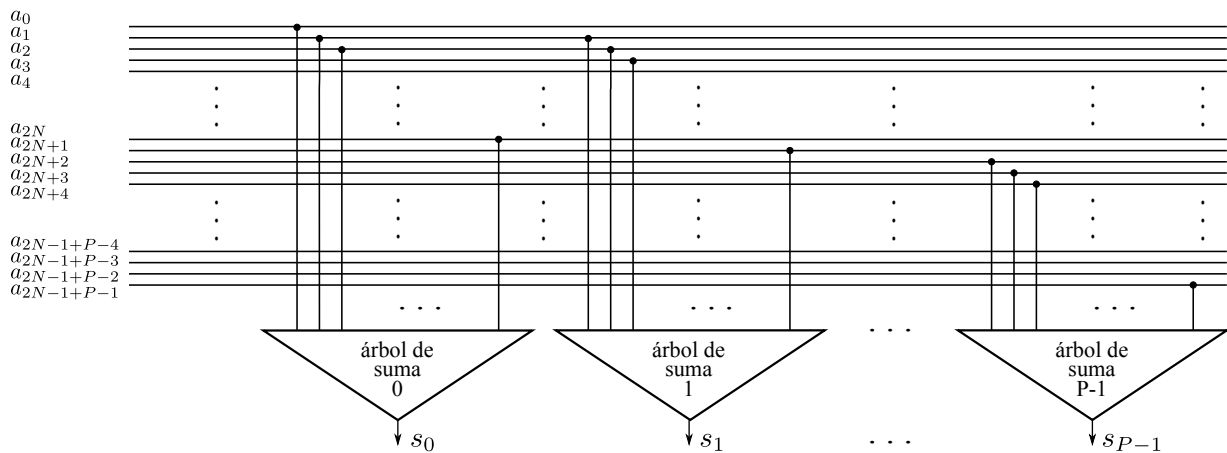


Figura 4.17: *Ejemplo del escalamiento en complejidad producto de la paralelización del filtro de suavizado.*

- Si bien el procesamiento en paralelo nos permite reducir en un factor P la frecuencia de trabajo del sistema, existe una estrecha relación de compromiso entre las capacidades de la tecnología (velocidad, potencia, área), el grado de paralelismo y complejidad. Por un lado, un bajo nivel de paralelismo requiere una elevada frecuencia de procesamiento y, en consecuencia, un gran nivel de pipeline, lo que trae aparejado un incremento en el consumo de potencia dinámica. Por otro lado, un alto grado de paralelismo reduce la frecuencia de trabajo pero incrementa el consumo estático del sistema.

- El área en silicio requerida depende proporcionalmente del paralelismo, número de coeficientes y la frecuencia de trabajo.

A pesar de que todos estos factores han sido analizados por separado, existe un fuerte vínculo entre ellos que no permite optimizarlos de manera independiente. Por último, estos problemas son conocidos y tratados en la literatura [93] en donde el procesamiento en el dominio de la frecuencia es más eficiente en términos de velocidad [94] y potencia. No obstante, como podremos ver en los próximos capítulos, la propuesta realizada en esta Tesis resulta significativamente menos compleja en el uso de recursos computacionales. Por ejemplo, en las Figuras 5.15 y 5.17 se puede observar claramente que el árbol de sumas de mayor tamaño solo empleará P sumas.

Otras propuestas como la de J. C. Rasmussen en [6] y [19] se presentan como alternativas de baja complejidad pero baja respuesta dinámica o ancho de banda (según los autores) a consecuencia de las relaciones de compromiso adoptadas al momento de la implementación. La propuesta de I. Fatadin en [7] es una extensión de la realizada por A. Leven al caso 16-QAM. Sin embargo, debido a que solo emplea el sub conjunto de símbolos pertenecientes a la constelación QPSK (Clase I), nuevamente, no solo se inhibe la capacidad de seguimiento de las fluctuaciones de frecuencia debido al muestreo no uniforme de la señal, sino que también, al mismo tiempo, posee los mismos problemas de complejidad que la arquitectura de A. Leven.

De acuerdo a lo planteado a lo largo del presente capítulo, si bien se pueden apreciar limitaciones en el uso del DPLL, si nos remitimos a la Tabla 4.1 se observa que este cumple con varios de los requisitos necesarios para sobrellevar el impacto negativo de las

Tabla 4.1: *Tolerancia de los algoritmos de recuperación de fase y frecuencia.*

Algoritmo vs. Efecto	VV [2]	BPS [3]	DPLL [23]
Error de frecuencia	Bajo	Bajo	Alto
Ruido de fase del láser	Alto	Alto	Bajo
Fluctuación de frecuencia	Bajo	Bajo	Alto
Eficiencia de Paralelización	Alto	Alto	Baja
Tipo de Modulación	M -PSK	M -PSK M -QAM	M -PSK M -QAM

perturbaciones propias de la portadora óptica. Dicho esto, resulta imposible desatender el hecho de la capacidad de seguimiento que posee el DPLL, aspecto que lo hace sumamente atractivo para complementar la arquitectura de dos etapas, tal como se vio en la sección anterior. En este marco es necesario introducir una nueva aproximación o enfoque que permita reducir la latencia de implementación del *DPLL paralelo*. Esto último será objeto de análisis de los capítulos subsiguientes.

4.5. Conclusión parcial

Se analizó el desempeño del DPLL serie asistido por decisiones y sin asistencia de decisiones para modulaciones del tipo QPSK y 16-QAM, en presencia de error de frecuencia, fluctuaciones de frecuencia y ruido de fase del láser, respectivamente. Como se presentó en la Fig. 4.5, el S-DPLL es capaz de estimar y compensar el error de frecuencia dentro del rango teórico. En presencia de fluctuaciones de frecuencia el S-DPLL, de acuerdo a la Fig. 4.6, no evidencia pérdida de desempeño respecto al caso con $A_p = 0 \text{ MHz}$ cuando $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$ e incrementa A_p . Sin embargo, su desempeño en presencia de ruido de fase del láser es inferior a lo reportado en los casos de los estimadores de VV y BPS, ver Fig. 4.7. De esta manera, la capacidad de seguimiento de las fluctuaciones en frecuencia que presenta el S-DPLL cubre una arista que, como vimos, los algoritmos de estimación de fase no son capaces de cubrir.

En vista de las capacidades del S-DPLL, se analizó el comportamiento de una arquitectura de dos etapas basada en el S-DPLL para compensación de fluctuaciones en frecuencia más el algoritmo de estimación de fase VV o BPS. En función de ello, se pudo observar que el desempeño conjunto tolera los efectos presentes en la portadora láser, como por ejemplo, fluctuaciones de frecuencia y ruido de fase del láser. Las Figuras 4.8 y 4.9 nos permitieron corroborar que el desempeño conjunto no presenta penalidad al incrementar la amplitud de la fluctuación A_p con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, respecto del caso con $A_p = 0 \text{ MHz}$, para modulación QPSK y 16-QAM con $\Delta \nu = 300 \text{ KHz}$. Luego, se corroboró que la arquitectura de dos etapas presenta gran tolerancia al ruido de fase del láser en presencia de fluctuaciones de frecuencia. Como se presenta en las Figuras 4.10 y 4.11 las arquitecturas S-DPLL+VV y S-DPLL+BPS, bajo el escenario mencionado, alcanzan el desempeño de las soluciones basadas en VV o BPS solamente en ausencia de fluctuaciones de frecuencia. En otros términos, la arquitectura de dos etapas permite remover la influencia de las fluctuaciones de frecuencia, mediante el uso del S-DPLL, y compensar eficientemente el ruido de fase del láser a través de VV y BPS.

Tal como hemos mencionado en repetidas ocasiones, la latencia por paralelización *tradicional* y pipeline resulta determinante en los algoritmos con realimentaciones. En esta oportunidad, se demostró mediante simulación el impacto de dicha alteración sobre

el desempeño del S-DPLL. Como lo demuestran las Figuras 4.13, 4.14 y 4.15, no es posible alcanzar valores de P que permitan, por el momento, llevar a cabo una implementación en tecnología de integración CMOS. Sin embargo, analizando la Tabla 4.1 pudimos notar que el DPLL cumple con la mayoría de los requisitos buscados, excepto por la imposibilidad de paralelizarlo de manera directa sin pérdida de desempeño. Por último, se propuso la búsqueda de un método de paralelización de baja latencia del DPLL tal que permita implementar una arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas de ultra alta velocidad.

CAPÍTULO 5

Nueva Arquitectura Paralela de Recuperación de Portadora para Receptores Ópticos Coherentes Intradinós

***Síntesis:** En este capítulo se propondrá una nueva arquitectura de recuperación de portadora, de baja latencia y procesamiento paralelo, que resulta adecuada para receptores ópticos coherentes intradinós de ultra alta velocidad (por ejemplo ≥ 100 Gb/s). Esta nueva propuesta se construye a partir de una novedosa arquitectura de PLL digital que sobrelleva el cuello de botella que representa la latencia por paralelización en el lazo de realimentación. De esta manera, el nuevo DPLL se diseña para compensar, no solo el error de frecuencia sino también el efecto de la inestabilidad en frecuencia del láser, en donde este último se debe a vibraciones mecánicas y ruido de fuentes de alimentación, que denominamos fluctuaciones en frecuencia y son causales de notables pérdidas de desempeño.*

5.1. Introducción

De acuerdo a lo desarrollado en el Capítulo 4, se pudo determinar que el error de frecuencia puede ser compensado eficientemente previo a la etapa de estimación de fase por medio de técnicas bien conocidas y con capacidad de ser paralelizadas. No obstante, por un lado, la complejidad de la mayoría de estas técnicas hace inviable su utilización en implementaciones prácticas mientras que, por otro lado, las soluciones de compromiso adoptadas en la implementación impactan en su desempeño dinámico. Luego, mediante simulación, se pudo demostrar que el DPLL posee cualidades que resultan de sumo interés en la recuperación de portadora en recepción óptica coherente (ver Tabla 4.1). Dentro de estas cualidades sobresale la capacidad de seguimiento de las fluctuaciones de frecuencia del láser que, tal como se demostró en el Capítulo 3, actúan en detrimento del desempeño de los estimadores de ruido de fase del láser y, en consecuencia, del sistema de comunicación en general. En contraste con los algoritmos sin realimentaciones analizados, el DPLL presenta baja tolerancia a la latencia en lazo de realimentación a causa de la paralelización *tradicional* y la profundidad de pipeline. Esto se demostró de forma analítica en la Sección 3.1.1 y mediante simulación en la Sección 4.4.1. De esta manera, se concluyó que resulta necesario introducir una nueva aproximación o enfoque que permita reducir la latencia de implementación del *DPLL paralelo* a los fines de podernos valer de sus cualidades en la sincronización de portadora.

A los fines de abordar y comprender en mayor detalle el nuevo problema, se retoma a modo de referencia el diagrama en bloques de la Fig. 5.1. El mismo representa un lazo de recuperación de portadora basado en un PLL digital serie, al cual se le incorpora el bloque z^{-D} para considerar el impacto de la latencia por paralelización y pipeline. A su vez, $\mathcal{E}(\cdot)$ representa el detector de error de fase AD o NAD, $L(z)$ es el filtro de lazo proporcional más integral y $\Psi(z)$ el oscilador controlado numéricamente. Recordemos de la Sección 3.1.1 que la latencia del lazo depende del grado de paralelización P y el número de niveles de pipeline L , o sea $D = LP$. De esta manera, es posible definir una función

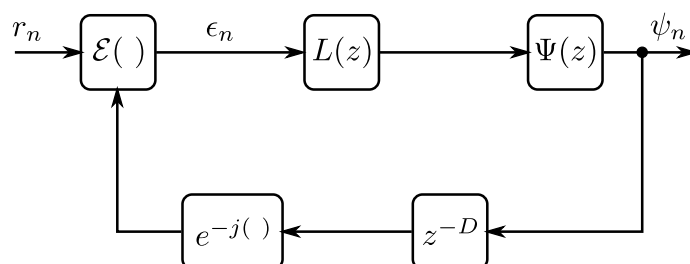


Figura 5.1: *PLL digital serie con agregado de D unidades de latencia en el lazo.*

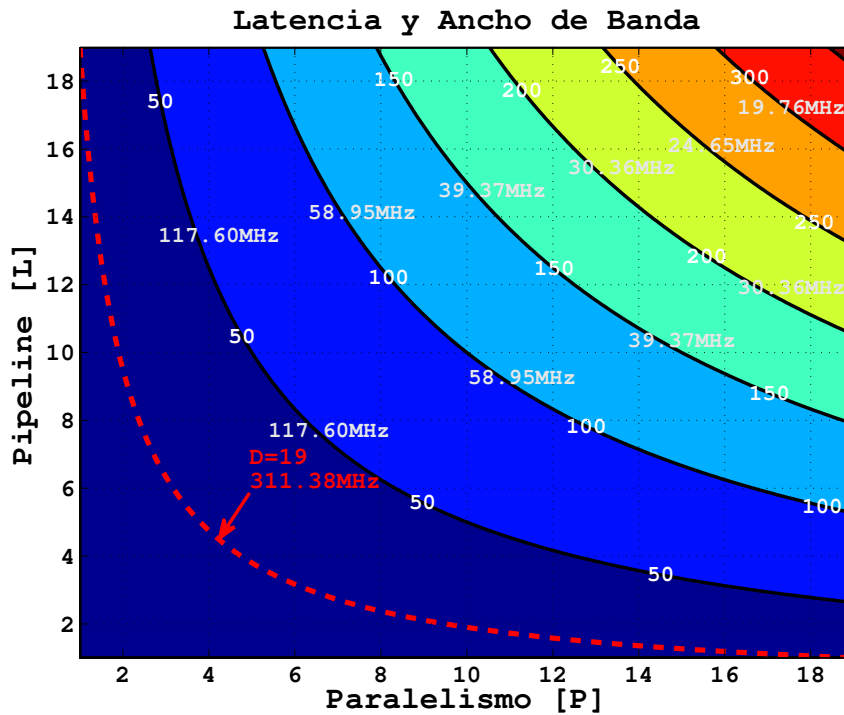


Figura 5.2: Plano de latencia D y ancho de banda respecto al grado de paralelismo P y el nivel de pipeline L empleado.

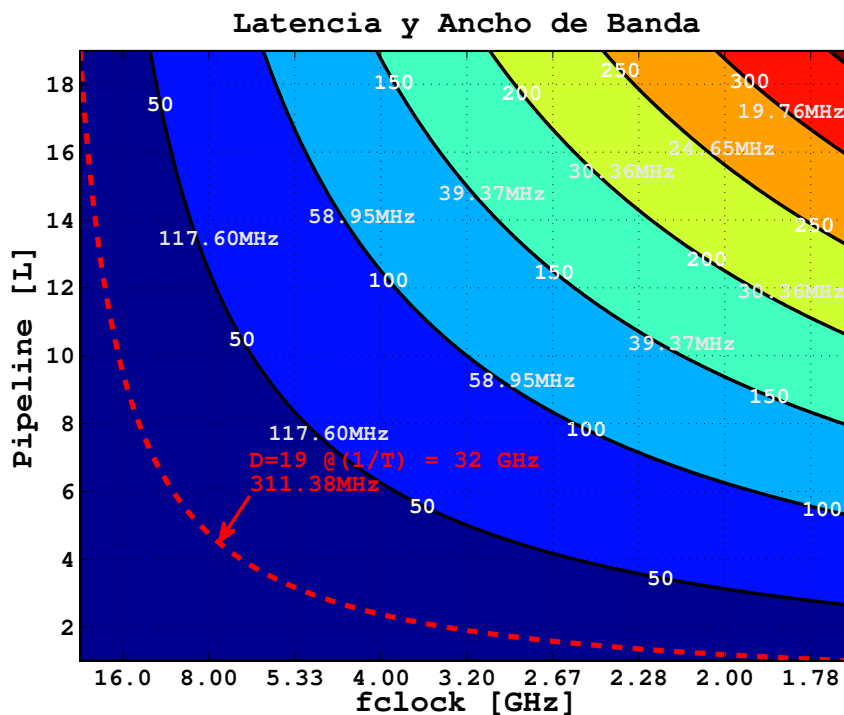


Figura 5.3: Plano de latencia D y ancho de banda respecto a la frecuencia de procesamiento resultado de la paralelización y el nivel de pipeline empleado.

bidimensional de la latencia, relativa a estos dos parámetros de diseño como sigue

$$\mathcal{F}_D(P, L) = L P. \quad (5.1)$$

Un método de diseño intuitivo puede consistir en acotar el dominio de la función \mathcal{F}_D a todas las soluciones posibles de acuerdo a un criterio específico. En otras palabras, es necesario determinar el valor de D que nos asegura el funcionamiento bajo las condiciones de desempeño deseadas y tecnológicamente posibles de lograr. Sin pérdida de generalidad, consideramos los resultados de la Fig. 4.15 en donde $D = 19$ es el valor límite que soporta el lazo sin pérdida de desempeño. Ahora es necesario hallar los valores de L y P tal que $\mathcal{F}_D(P, L) \leq 19$. En la Fig. 5.2 se presentan los contornos de nivel resultantes de evaluar la función (5.1), al mismo tiempo sobre cada contorno de nivel se asocia el máximo ancho de banda que es posible lograr. Para este fin se consideró el ancho de banda en el punto de intersección de -3 dB de ganancia y que la respuesta en frecuencia no sobrepase 0.1 dB respecto al nivel de 0 dB de ganancia. Luego, la línea de trazos color rojo determina la cota superior de latencia D y ancho de banda, estableciendo la región de diseño sobre la cual se podrá trabajar. Si efectuamos un simple cambio de coordenadas sobre el eje P aplicando la siguiente relación

$$f_{clock} = \frac{1}{PT}, \quad (5.2)$$

podemos analizar sobre la Fig. 5.3 los contornos de nivel referenciados la frecuencia de símbolo $1/T$ y, en consecuencia, a la frecuencia de procesamiento f_{clock} necesaria para un determinado grado de paralelización. Es posible notar claramente como se debe llegar a una solución de compromiso entre frecuencia de operación (o paralelismo) y nivel de pipeline, para cumplir con los tiempos de propagación de la tecnología CMOS y, al mismo tiempo, con el desempeño del sistema. La Fig. 5.4 nos permite hacer la analogía con un sistema de tres fuerzas que actúan sobre un nodo. La solución existirá en el punto donde las fuerzas se equilibran. Lograr tal equilibrio puede no resultar una tarea trivial y, en algunos casos, hasta imposible de lograr.

Otra alternativa existente a la hora de abordar la implementación del diseño sería comenzar el flujo en sentido inverso al ya desarrollado. Se inicia estableciendo los niveles de pipeline y paralelismo necesarios para asegurar la compatibilidad con la tecnología sobre la cual se implementará la arquitectura, desatendiendo el vector de desempeño de la Fig 5.4. Una estrategia de diseño direccionada en este sentido no resulta beneficiosa ni práctica sobre todo cuando las arquitecturas bajo análisis son sensibles a la latencia.

Finalmente, en función de lo mencionado e independientemente del enfoque de diseño que se adopte, nos encontramos de frente a un problema hasta ahora sin solución, el cual cerca el diseño desde diversos ángulos:

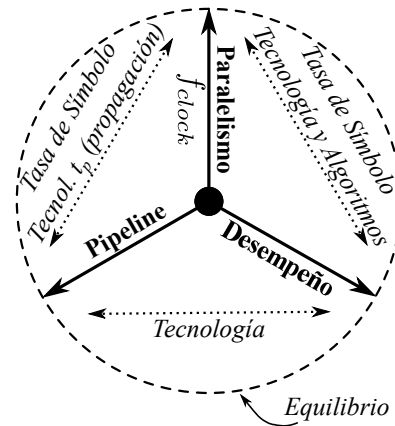


Figura 5.4: Diagrama de compromiso entre paralelismo, pipeline y desempeño.

- La tecnología de integración CMOS 40 *nm* o 28 *nm* no es lo suficientemente rápida para permitir igualar la frecuencia de procesamiento a la tasa de símbolo.
- La utilización de técnicas de paralelización *tradicional* para reducir la frecuencia de procesamiento no resulta totalmente efectiva debido a la latencia que se introduce en el lazo de sincronización.
- La inserción de pipeline resulta fundamental si la tasa de procesamiento es elevada, por ejemplo, en el caso de bajo nivel de paralelización. Sin embargo, el grado de pipeline que es posible insertar se encuentra limitado por el margen de latencia disponible luego de aplicar técnicas de paralelización sobre la arquitectura.

En este marco, podemos afirmar con total certeza que no es posible llegar a una solución que se comprometa con todos los requisitos enunciados y es necesario abordar un nuevo enfoque que permita romper con el cuello de botella que representa el lazo de realimentación del PLL, para poder elevar el grado de paralelización y reducir la tasa de procesamiento sin afectar el desempeño del sistema.

En la siguiente sección se establece como objetivo obtener una aproximación paralelizable de baja latencia del PLL digital. Para ello, se considerarán los métodos con y sin asistencia de decisiones ya introducidos.

5.2. Paralelización del DPLL 2^{do} orden Tipo II AD

Tomemos como punto de partida el DPLL de 2^{do} orden tipo II AD de la Fig. 5.5, a partir de cual se generaron los resultados de la sección anterior. De acuerdo a lo presentado en el Capítulo 4, el DPLL AD es el que mayor compatibilidad simultánea presenta con las familias de modulaciones *M*-PSK y *M*-QAM. Por lo tanto, en una primera instancia puede resultar un candidato conveniente para la nueva arquitectura paralela de baja latencia.

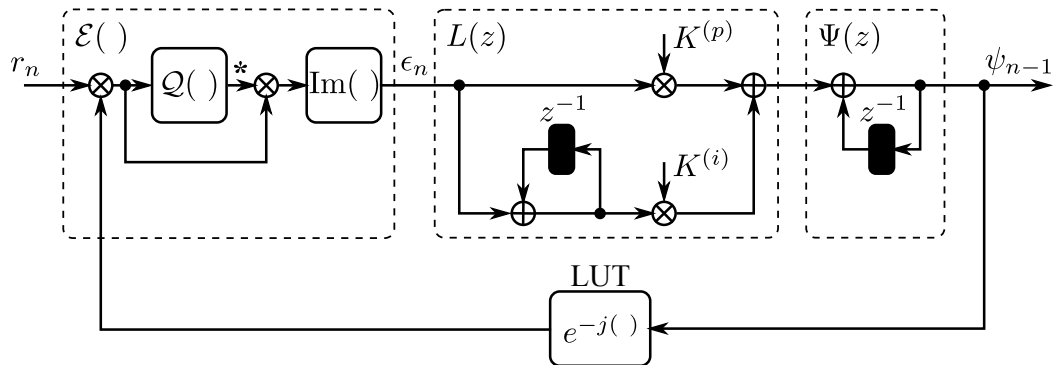


Figura 5.5: Diagrama en bloques de un DPLL 2do orden Tipo II AD.

Expresemos la fase a la salida del NCO de la siguiente manera

$$\psi_n = \psi_{n-1} + K^{(p)}\epsilon_n + K^{(i)}\bar{\epsilon}_n, \quad (5.3)$$

donde $K^{(p)}$ y $K^{(i)}$ son las constantes proporcional e integral respectivamente, mientras que ϵ_n es el error de fase dado por

$$\epsilon_n = \text{Im} \left\{ r_n e^{-j\psi_{n-1}} \mathcal{Q}(r_n e^{-j\psi_{n-1}})^* \right\}, \quad (5.4)$$

y $\bar{\epsilon}_n$ en (5.3) es el error de fase acumulado, expresado de la siguiente manera

$$\bar{\epsilon}_n = \sum_{k=-\infty}^n \epsilon_k. \quad (5.5)$$

Si analizamos la salida del NCO en el instante de tiempo “ $n + 1$ ”

$$\psi_{n+1} = \psi_n + K^{(p)}\epsilon_{n+1} + K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n+1}, \quad (5.6)$$

sustituyendo (5.3) en (5.6) se obtiene

$$\psi_{n+1} = \psi_{n-1} + K^{(p)}(\epsilon_n + \epsilon_{n+1}) + K^{(i)}(\bar{\epsilon}_n + \epsilon_{n+1}), \quad (5.7)$$

a partir de donde es posible generalizar como sigue

$$\psi_{n+m} = \psi_{n-1} + K^{(p)} \sum_{k=0}^m \epsilon_{n+k} + K^{(i)} \sum_{k=0}^m \bar{\epsilon}_{n+k}, \quad (5.8)$$

siendo m un entero tal que $m \in [0, P - 1]$. A continuación, expandiendo el último término de (5.8) como sigue

$$\psi_{n+m} = \psi_{n-1} + K^{(p)} \sum_{k=0}^m \epsilon_{n+k} + K^{(i)} \sum_{k=0}^m (m + 1 - k) \epsilon_{n+k} + K^{(i)} (m + 1) \bar{\epsilon}_{n-1}, \quad (5.9)$$

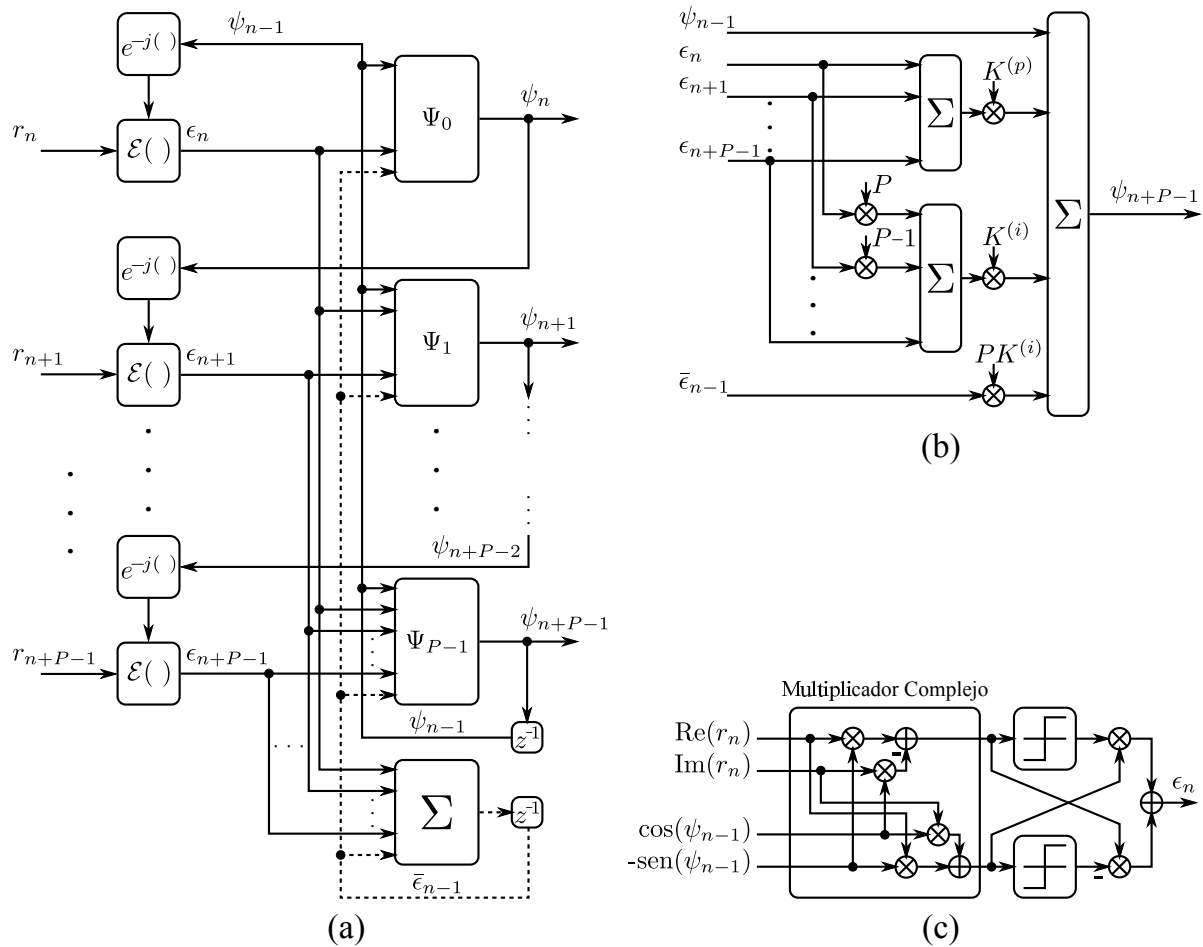


Figura 5.6: (a) Diagrama en bloques de un DPLL 2^{do} orden Tipo II AD paralelizado en forma tradicional o directa. (b) Arquitectura de la implementación del bloque Ψ_{P-1} empleado para el cómputo de la salida ψ_{n+P-1} del NCO. (c) Implementación del bloque $\mathcal{E}(\cdot)$ para el cómputo del error de fase con asistencia de decisiones.

es posible elaborar a partir de la ecuación (5.9) el diagrama en bloques de la Fig. 5.6(a), correspondiente a una arquitectura paralelizada en forma *tradicional* o directa del DPLL AD. Debido a la naturaleza recursiva del lazo de sincronismo, las operaciones aritméticas se anidan en las sucesivas líneas de paralelismo, esta condición implica que cada línea de paralelismo debe alimentar a la inmediata siguiente.

De acuerdo a la Fig. 5.6(c), correspondiente a la arquitectura del multiplicador complejo empleado en $\mathcal{E}(\cdot)$, es posible observar que el mismo se compone de cuatro multiplicadores y dos sumadores en el dominio real. Con el objetivo de realizar el cómputo de (5.9) en un ciclo de f_{clock} , consideramos el tiempo de propagación de la señal compleja a lo largo de toda la cadena de procesamiento. Como se puede notar, resultará poco probable establecer una relación de compromiso entre paralelismo P , frecuencia de procesamiento f_{clock} y complejidad. En el caso de las arquitecturas recursivas, la situación es particularmente desfavorable dado que el número de operaciones que se anidan incrementa proporcional-

mente a P (ver Fig. 5.6(b)). La utilización de registros a modo de pipeline puede resultar efectiva para acortar el camino crítico de la señal a expensas de latencia en el lazo; aspecto que como hemos visto, tiene implicancias negativas en el desempeño del algoritmo. Por estos motivos las perspectivas de paralelización del DPLL AD son bajas.

5.3. Paralelización del DPLL 2^{do} orden Tipo II NAD

En función de lo analizado, queda sobre relieve que, para lograr obtener un DPLL paralelizable y de baja latencia, es necesario reducir la cantidad de procesamiento que se lleva a cabo dentro del lazo de sincronización. En este sentido, el DPLL de 2^{do} orden tipo II NAD de la Fig. 5.7 se caracteriza por implementar la mayor parte del cómputo del error de fase fuera del lazo. Si bien el método *M-power* no es aplicable a la familia de modulaciones *M-QAM* de manera directa¹, debido a que esta familia no posee distribución angular uniforme ni simetría radial, permitámonos la licencia y así continuar con el desarrollo a fin de analizar las virtudes de la técnica. Si centramos nuestra atención sobre el bloque de cómputo de error de fase $\mathcal{E}(\)$ de acuerdo a la ecuación (4.12) y establecemos $M = 4$, tenemos que

$$\epsilon_n \approx \text{sen}(\epsilon_n) = \text{Im} \left\{ e^{j4(\Omega_{cn} + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n + \zeta_n)} e^{-j\psi_{n-1}} \right\}, \quad (5.10)$$

mientras que en el diagrama en bloques de la Fig. 5.8 se puede apreciar la implementación de (5.10). Este consiste en una concatenación de multiplicaciones complejas, correspondientes a las operaciones de potenciación $(\)^4$ a la compensación que realiza el lazo de sincronismos de portadora.

Tal como se muestra en la Fig. 5.6(c), cada multiplicador complejo se compone de cuatro multiplicaciones y dos sumas en el dominio real. Por lo tanto, a la salida del último multiplicador complejo la señal se habrá propagado a lo largo de 10 multiplicaciones y 5 sumas. Sin embargo, a diferencia del caso del DPLL AD de la Fig. 5.5, en este caso, los dos multiplicadores correspondientes a la operación $(\)^4$ se localizan fuera del lazo, mientras que el multiplicador complejo restante, que permanece dentro del lazo, puede reducirse a solo la rama imaginaria. Como resultado, es posible aplicar pipeline fuera del lazo sin afectar el desempeño del sistema y con tiempos de propagación sensiblemente inferiores en comparación al caso AD. De esta manera, desde la perspectiva del proceso de paralelización, la técnica presenta cualidades favorables pero, de acuerdo con los resultados de la Sección 4.4.1, podrían no ser suficientes. A su vez, si analizamos la complejidad que representa la etapa de potenciación con los correspondientes registros de pipeline, veremos

¹Recordar que algunas alternativas propuestas para procesar 16-QAM con el método *M-power* se analizaron en los Capítulos 3 y 4.

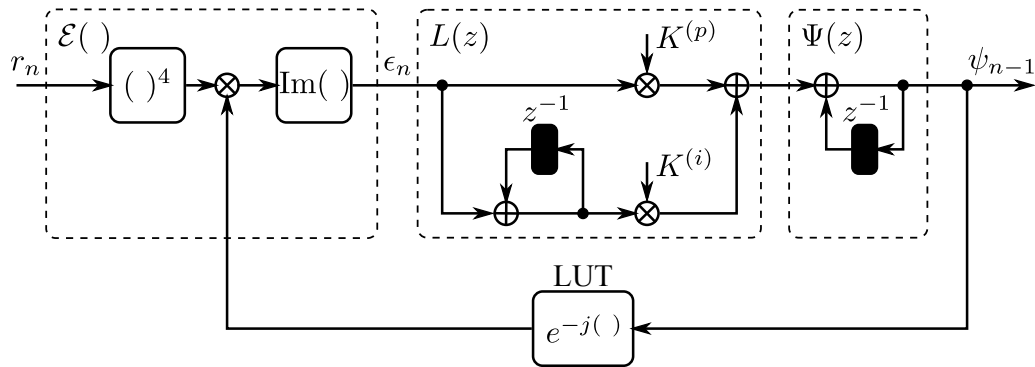


Figura 5.7: Diagrama en bloques de un DPLL 2do orden Tipo II NAD.

que la misma crecerá en proporción al paralelismo P .

A los fines de lograr una mejora en las condiciones de procesamiento y complejidad, tal que permita extender el grado de paralelización, resulta conveniente centrar la atención en el primer multiplicando de la ecuación (5.10) correspondiente a la exponencial compleja de r_n

$$e^{j4\theta_n} = e^{j4(\zeta_n + \theta'_n)}, \quad (5.11)$$

siendo $\theta'_n = \Omega_c n + \phi_n^{(lw)} + \phi_n^{(ase)} + \Delta\Omega_n$ con el objeto de simplificar la notación. Debido a la ambigüedad de 2π que posee la exponencial compleja, podemos analizar la fase de la siguiente manera

$$(4\theta_n)_{2\pi} = (4\zeta_n + 4\theta'_n)_{2\pi}, \quad (5.12)$$

en donde $(\cdot)_H$ denota la operación módulo H y $(a + b)_H = ((a)_H + (b)_H)_H$. Continuando con el desarrollo, podemos expresar de manera equivalente (5.12)

$$(4\theta_n)_{2\pi} = ((4\zeta_n)_{2\pi} + (4\theta'_n)_{2\pi})_{2\pi}. \quad (5.13)$$

de este modo, el factor cuatro que afecta las componentes de la fase provoca la compresión de la escala dada la operación de módulo, tal como se puede apreciar en la Fig. 5.9. Por

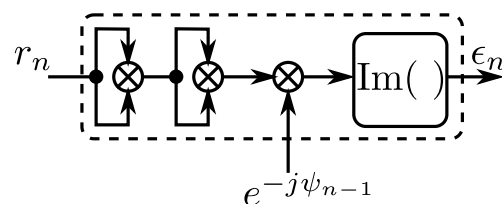


Figura 5.8: Diagrama en bloques de la implementación de un detector de error de fase NAD.

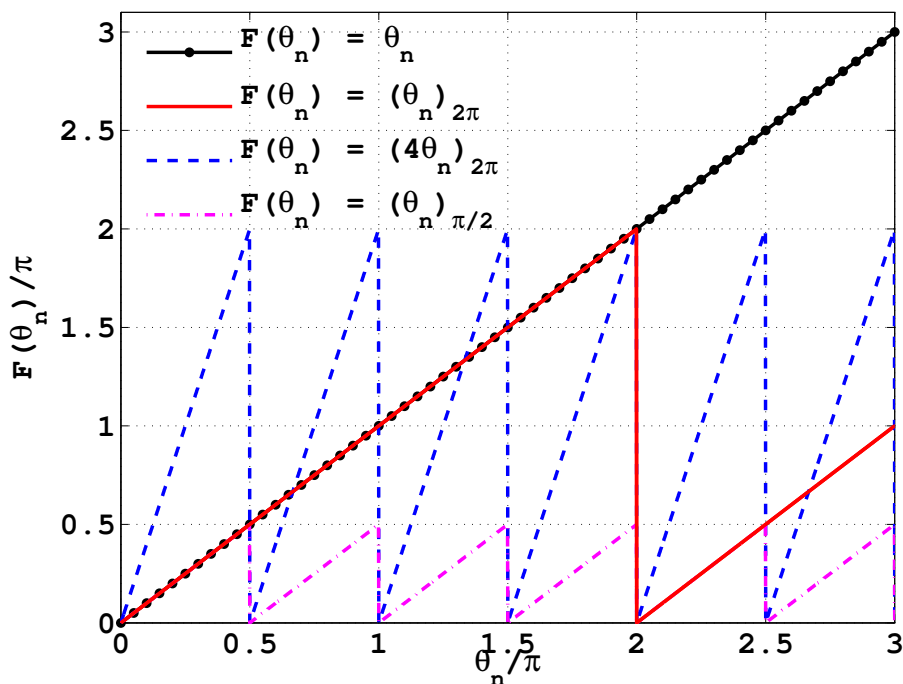


Figura 5.9: *Procesamiento de la fase por medio del método M-power, para $\theta_n = \pi n$.*

lo tanto, es posible expresar (5.13) como sigue

$$(4\theta_n)_{2\pi} = 4(\theta_n)_{\pi/2} \quad (5.14)$$

$$= \left(4(\zeta_n)_{\pi/2} + 4(\theta'_n)_{\pi/2}\right)_{2\pi}, \quad (5.15)$$

procediendo de igual manera

$$4(\theta_n)_{\pi/2} = 4\left(\left(\zeta_n\right)_{\pi/2} + \left(\theta'_n\right)_{\pi/2}\right)_{\pi/2} \quad (5.16)$$

por último

$$(\theta_n)_{\pi/2} = \left(\left(\zeta_n\right)_{\pi/2} + \left(\theta'_n\right)_{\pi/2}\right)_{\pi/2} \quad (5.17)$$

$$= (\zeta_n + \theta'_n)_{\pi/2}. \quad (5.18)$$

5.3.1. Eliminación de la modulación en QPSK

De acuerdo a la Fig. 5.10(a), para el caso de modulación QPSK se puede expresar el término modulante de (5.18) de la siguiente manera

$$\zeta_n = \kappa_n \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}, \quad (5.19)$$

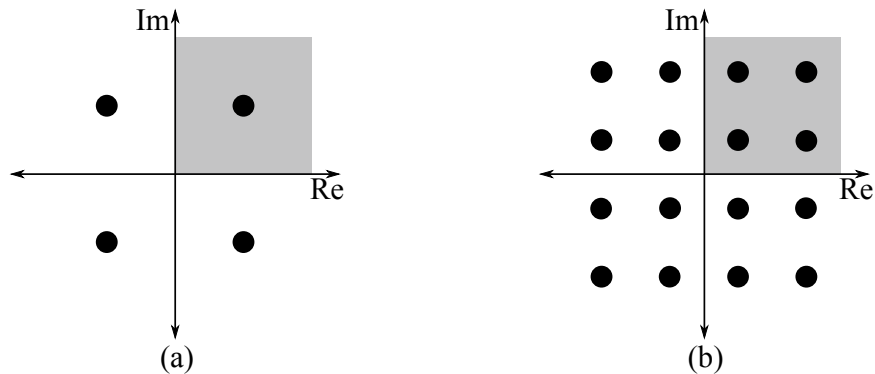


Figura 5.10: (a) Constelación QPSK. (b) Constelación 16-QAM rectangular.

donde κ_n puede ser considerada como una secuencia aleatoria discreta, independiente e idénticamente distribuida (iid) de modo uniforme con espacio muestral $S_\kappa = \{0, 1, 2, 3\}$. Por lo tanto, en ausencia de perturbaciones en la fase, esto es $\theta'_n = 0$ en (5.18), notar que

$$\tilde{\phi}_n = (\theta_n)_{\pi/2} \quad (5.20)$$

$$= (\zeta_n)_{\pi/2} \quad (5.21)$$

$$= \frac{\pi}{4}, \quad \forall n, \quad (5.22)$$

la constelación QPSK completa se mapea al primer cuadrante, como se puede visualizar en la zona sombreada en gris de la Fig. 5.10(a). En conclusión, al aplicar módulo $\pi/2$ sobre la fase de r_n es posible eliminar la componente de la modulación en la fase.

5.3.2. Eliminación de la modulación en 16-QAM

Un abordaje similar puede ser adoptado para el caso de las modulaciones de la familia M -QAM. En el caso particular de 16-QAM, por ejemplo, la fase del símbolo se puede representar como

$$\zeta_n = \kappa_n \frac{\pi}{2} + \varrho_n \quad (5.23)$$

donde κ_n y ϱ_n se pueden considerar secuencias aleatorias discretas, siendo κ_n iid uniforme con espacio muestral $S_\kappa = \{0, 1, 2, 3\}$ y ϱ_n no uniforme con espacio muestral $S_\varrho = \{\arctan(1/3), \pi/4, \arctan(3)\}$. En ausencia de perturbaciones en la fase de la portadora óptica, $\theta'_n = 0$, al aplicar la operación módulo en $\pi/2$, la constelación se reduce al primer cuadrante, tal como se puede apreciar en la zona sombreada en gris en la Fig.

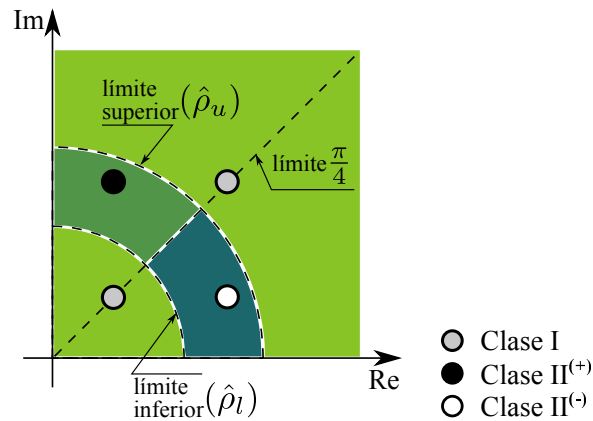


Figura 5.11: Esquema de clasificación de los símbolos 16-QAM al aplicar módulo $\pi/2$.

5.10(b)

$$\begin{aligned}
 \tilde{\phi}_n &= (\theta_n)_{\pi/2} \\
 &= (\zeta_n)_{\pi/2} \\
 &= (\varrho_n)_{\pi/2} \\
 &= \varrho_n.
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

Sin embargo, la fase del símbolo no es conocida a priori en el receptor y, a diferencia del caso QPSK, como resultado de aplicar módulo $\pi/2$ sobre ζ_n prevalece una componente aleatoria que deberá ser removida a los fines de computar eficientemente el error de fase. Es posible utilizar una decisión tentativa del símbolo transmitido para estimar la fase ϱ_n basándonos en la magnitud ρ_n del fasor r_n y la fase $\tilde{\phi}_n$ tal que

$$\hat{\varrho}_n = f(\rho_n, \tilde{\phi}). \tag{5.25}$$

Más precisamente, si observamos el diagrama de la Fig. 5.11 donde la constelación se encuentra reducida al primer cuadrante del plano complejo, es posible clasificar los símbolos de acuerdo a

$$f(\rho_n, \tilde{\phi}_n) = \begin{cases} \pi/4 & \text{si } \rho_n \geq \hat{\rho}_u \text{ o } \rho_n \leq \hat{\rho}_l \\ \arctan(1/3) & \text{si } \hat{\rho}_l < \rho_n < \hat{\rho}_u \text{ y } \tilde{\phi}_n \leq \frac{\pi}{4} \\ \arctan(3) & \text{si } \hat{\rho}_l < \rho_n < \hat{\rho}_u \text{ y } \tilde{\phi}_n > \frac{\pi}{4} \end{cases} \tag{5.26}$$

Notar que para modulación QPSK

$$\hat{\varrho}_n = f(\rho_n, \tilde{\phi}) = \frac{\pi}{4} \quad \forall n, \tag{5.27}$$

resulta un caso particular de (5.26).

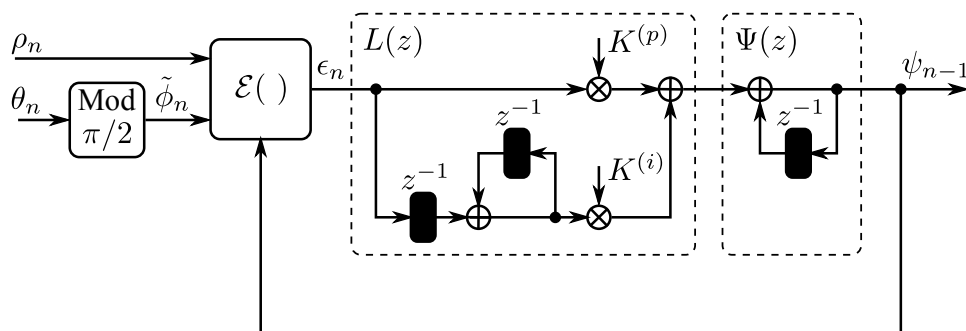


Figura 5.12: Diagrama en bloques de un DPLL 2^{do} orden Tipo II en el dominio de la fase.

5.3.3. DPLL en el dominio de la fase

De acuerdo a lo desarrollado en la sección anterior, se propone la implementación del DPLL de 2^{do} orden Tipo II en el dominio de la fase, tal como en la Fig. 5.12. El objetivo del criterio adoptado es imponer una reducción de la complejidad total y, en consecuencia, reducir la cantidad de hardware que permanece dentro del lazo de recuperación de portadora. Tal criterio de trabajo se justifica si ponemos en consideración que las operaciones aritméticas como el producto complejo se reemplazan por simples operaciones de suma en el dominio real, la potenciación por cualquier factor M se convierte en un producto real por dicho factor y, a su vez, las operaciones módulo 2π y $\pi/2$ se llevan a cabo de manera simple, sin hardware adicional, por la naturaleza finita de la aritmética en punto fijo. Dicho esto, la fase en el NCO se puede expresar como

$$\psi_n = \psi_{n-1} + K^{(p)}\epsilon_n + K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1}, \quad (5.28)$$

en donde todas las operaciones de adición que se llevan a cabo a lo largo del siguiente análisis serán módulo 2π . A su vez recordemos que $K^{(p)}$ y $K^{(i)}$ son las constantes proporcional e integral del lazo respectivamente; mientras que ϵ_n es el error de fase dado por

$$\epsilon_n = \left(\tilde{\phi}_n - \psi_{n-1} \right)_{\pi/2} - \varrho_n, \quad (5.29)$$

siendo ϱ_n la fase del símbolo transmitido reducido al primer cuadrante de acuerdo a (5.24). Finalmente, $\bar{\epsilon}_{n-1}$ en (5.28) es el error de fase acumulado y se expresa como

$$\bar{\epsilon}_{n-1} = \sum_{k=-\infty}^{n-1} \epsilon_k. \quad (5.30)$$

Como se mencionó oportunamente en la Sección 5.3.2, la fase del símbolo transmitido no es conocida en el receptor a priori, por lo tanto, podemos recurrir al uso de una decisión

tentativa para estimar el valor de ϱ_n a partir de (5.25) como sigue:

$$\begin{aligned}\hat{\varrho}_n &\approx \varrho_n \\ &= f(\rho_n, \tilde{\theta}_n),\end{aligned}\tag{5.31}$$

donde $\tilde{\theta}_n$ es la fase de la muestra recibida y demodulada, que se ha reducido al primer cuadrante. Esto es

$$\begin{aligned}\tilde{\theta}_n &= (\theta_n - \psi_{n-1})_{\pi/2} \\ &= (\tilde{\phi}_n - \psi_{n-1})_{\pi/2}.\end{aligned}\tag{5.32}$$

Recordemos que la operación $(a + b)_H = ((a)_H + (b)_H)_H$; por lo tanto $\tilde{\phi}_n = (\theta_n)_{\pi/2}$.

5.4. Nuevo DPLL paralelo de baja latencia para M -QAM

La máxima frecuencia de procesamiento de los procesadores de señales complejos para la tecnología de integración CMOS de 28 nm se encuentra por debajo de 1 GHz. De este modo, el uso de técnicas de procesamiento paralelo es fundamental en receptores múltiples giga bits por segundo. Desafortunadamente, la naturaleza no lineal del DPLL no permite utilizar la técnica de desdoblado (*Unfolding Technique*) propuesta por K. Parhi en [25]. Debido a que la baja latencia es un requerimiento crucial para el seguimiento de fluctuaciones de frecuencia, se desarrolla una nueva aproximación para reducir la latencia en la implementación paralela del DPLL.

A partir de la ecuación (5.28), correspondiente al DPLL 2^{do} orden Tipo II para M -QAM, se analiza el instante “ $n + 1$ ”

$$\begin{aligned}\psi_{n+1} &= \psi_n + K^{(p)}\epsilon_{n+1} + K^{(i)}\bar{\epsilon}_n \\ &= \psi_{n-1} + K^{(p)}(\epsilon_n + \epsilon_{n+1}) + K^{(i)}(\bar{\epsilon}_{n-1} + \bar{\epsilon}_n),\end{aligned}\tag{5.33}$$

donde

$$\begin{aligned}\epsilon_{n+1} &= (\tilde{\phi}_{n+1} - \psi_n)_{\pi/2} - \varrho_{n+1} \\ &= (\tilde{\phi}_{n+1} - \psi_{n-1} - K^{(p)}\epsilon_n - K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1})_{\pi/2} - \varrho_{n+1},\end{aligned}\tag{5.34}$$

con ϱ_{n+1} aproximado por (5.31) y

$$\tilde{\theta}_{n+1} = (\tilde{\phi}_{n+1} - \psi_{n-1} - K^{(p)}\epsilon_n - K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1})_{\pi/2}.\tag{5.35}$$

En particular, en condición de estado estable, el DPLL 2^{do} orden Tipo II alcanza la condición de error cero (esto es, $\lim_{n \rightarrow \infty} \epsilon_n \rightarrow 0$) [23]. Por lo tanto, asumiendo que el ancho de banda del lazo es moderado a bajo tal que $K^{(p)} \ll 1$, la contribución del término $K^{(p)}\epsilon_n$ puede ser despreciada y, en consecuencia, el error de fase en (5.34) resulta como

$$\epsilon_{n+1} \approx \left(\tilde{\phi}_{n+1} - \psi_{n-1} - K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2} - \hat{\varrho}_{n+1}, \quad (5.36)$$

donde $\hat{\varrho}_{n+1}$ está dado por

$$\hat{\varrho}_{n+1} = f\left(\rho_{n+1}, \hat{\theta}_{n+1}\right), \quad (5.37)$$

con

$$\hat{\theta}_{n+1} = \left(\tilde{\phi}_{n+1} - \psi_{n-1} - K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2}. \quad (5.38)$$

A su vez, debido al hecho que el error de fase acumulado varía lentamente en el tiempo (esto es, $\bar{\epsilon}_n \approx \bar{\epsilon}_{n-1}$), a partir de (5.33) y (5.36), podemos obtener

$$\begin{aligned} \psi_{n+1} &\approx \psi_{n-1} + K^{(p)} \sum_{k=0}^1 \left(\tilde{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1} - kK^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2} \\ &- K^{(p)} \sum_{k=0}^1 \hat{\varrho}_{n+k} + 2K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1}, \end{aligned} \quad (5.39)$$

donde $\hat{\varrho}_{n+k}$ se encuentra dado por

$$\hat{\varrho}_{n+k} = f\left(\rho_{n+k}, \hat{\theta}_{n+k}\right), \quad (5.40)$$

con

$$\hat{\theta}_{n+k} = \left(\tilde{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1} - kK^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2}. \quad (5.41)$$

Siguiendo un análisis similar, es posible derivar una expresión general para un grado de paralelismo P dado

$$\begin{aligned} \psi_{n+m} &\approx \psi_{n-1} \\ &+ K^{(p)} \sum_{k=0}^m \left(\tilde{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1} - kK^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2} \\ &- K^{(p)} \sum_{k=0}^m \hat{\varrho}_{n+k} + (m+1)K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1}, \end{aligned} \quad (5.42)$$

$m = 0, 1, \dots, P-1.$

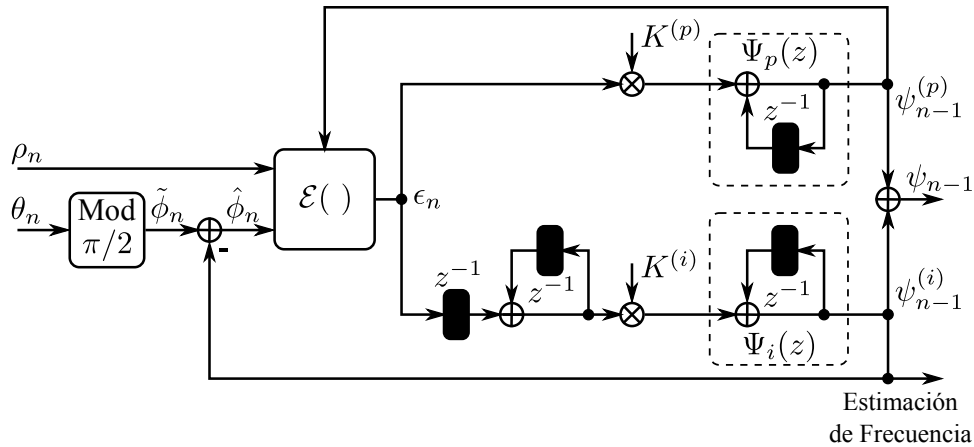


Figura 5.13: Diagrama en bloques equivalente de un DPLL 2º orden Tipo II en el dominio de la fase, separado en componente integral y componente proporcional.

El DPLL Tipo II puede ser considerado como dos lazos realimentados separados, por un lado, un lazo proporcional y, por el otro, un lazo integral, tal como se puede apreciar en la Fig. 5.13. De esta manera, la salida del NCO en (5.42) puede ser reescrita como

$$\psi_{n+m} = \psi_{n+m}^{(p)} + \psi_{n+m}^{(i)}, \quad m = 0, 1, \dots, P-1, \quad (5.43)$$

donde $\psi_{n+m}^{(p)}$ y $\psi_{n+m}^{(i)}$ son las componentes del NCO debido a la rama proporcional e integral, respectivamente.

5.4.1. Lazo proporcional

A partir de la ecuación (5.42) se puede demostrar que

$$\begin{aligned} \psi_{n+m}^{(p)} &\approx \psi_{n-1}^{(p)} \\ &+ K^{(p)} \sum_{k=0}^m \left(\tilde{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1} - K^{(i)} \bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2} \\ &- K^{(p)} \sum_{k=0}^m \hat{\theta}_{n+k}. \end{aligned} \quad (5.44)$$

Luego, considerando (5.24) y (5.32) en (5.41)

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{n+k} &= \left(\tilde{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1} - kK^{(i)} \bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2} \\ &= \left(\tilde{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1}^{(i)} - \psi_{n-1}^{(p)} - kK^{(i)} \bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2} \\ &= \left(\left(\theta_{n+k} - \psi_{n-1}^{(i)} - kK^{(i)} \bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2} - \psi_{n-1}^{(p)} \right)_{\pi/2}. \end{aligned} \quad (5.45)$$

En consecuencia, la salida del NCO correspondiente al lazo proporcional de (5.44) se puede reescribir de la siguiente manera

$$\begin{aligned} \psi_{n+m}^{(p)} &\approx \psi_{n-1}^{(p)} \\ &+ K^{(p)} \sum_{k=0}^m \left(\hat{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1}^{(p)} \right)_{\pi/2} \\ &- K^{(p)} \sum_{k=0}^m \hat{\theta}_{n+k}. \end{aligned} \quad (5.46)$$

donde

$$\hat{\phi}_{n+k} = \left(\theta_{n+k} - \psi_{n-1}^{(i)} - kK^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1} \right)_{\pi/2}. \quad (5.47)$$

Por lo que (5.45) se puede reescribir como

$$\hat{\theta}_{n+k} = \left(\hat{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1}^{(p)} \right)_{\pi/2}. \quad (5.48)$$

Desafortunadamente, la implementación de la ecuación (5.46) continúa siendo demasiado compleja para ser implementada en la tecnología del estado del arte, CMOS 28 nm. Más precisamente, no resulta posible llevar a cabo el cómputo de $\hat{\theta}_{n+k} = f(\rho_{n+k}, \hat{\theta}_{n+k})$ y la última sumatoria de (5.46) en un solo ciclo de reloj. Este problema puede ser mitigado si el cómputo de $f(\rho_{n+k}, \hat{\theta}_{n+k})$ es llevado a cabo empleando la salida del NCO generada en el ciclo de reloj anterior, esto es

$$\hat{\theta}_{n+k} = \left(\hat{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1-P}^{(p)} \right)_{\pi/2}. \quad (5.49)$$

Como se demostrará en secciones posteriores, el impacto en el desempeño originado por (5.49) es despreciable en situaciones prácticas (por ejemplo 16-QAM con $P \leq 80$). Este comportamiento se puede comprender en el caso de 16-QAM debido a que (i) solo los símbolos no diagonales o Clase II utilizan $\hat{\theta}_{n+k}$ (ver (5.26)) y (ii) las fluctuaciones en frecuencia del láser son lentas en comparación de la tasa de símbolo $1/T$.

A partir de las ecuaciones (5.46) a (5.49) es posible derivar una implementación paralela y de baja latencia del lazo proporcional. De este modo, en la Fig. 5.14 se presenta la arquitectura del DPLL Tipo I paralelo de baja latencia, en donde los bloques “ F_k ” con ($k = \{0, 1, \dots, P - 1\}$) llevan a cabo el cómputo de los términos $\hat{\theta}_{n+k} = f(\rho_{n+k}, \hat{\theta}_{n+k})$ con $\hat{\theta}_{n+k}$ dado por (5.49), mientras que los bloques “ W_k ” implementan las sumatorias de (5.46). Es necesario destacar que los bloques “ W_k ” con ($k = \{0, 1, \dots, P - 1\}$) utilizan sumadores rápidos del tipo *Wallace tree and carry save adder* [25], a los efectos de realizar en forma veloz el cómputo de salida del NCO en (5.46). Al mismo tiempo, las ganancias $K^{(p)}$ empleadas en la arquitectura son potencias de 2, de modo tal que las multiplicacio-

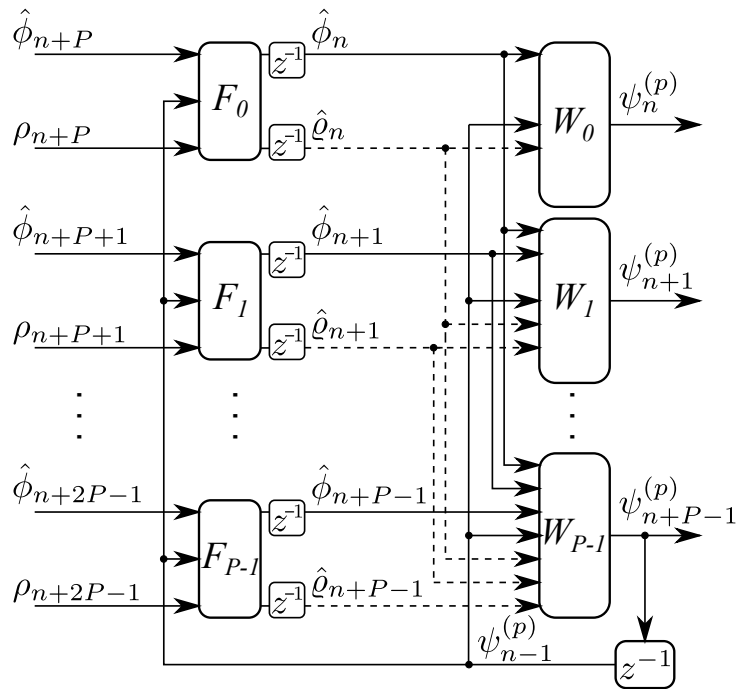


Figura 5.14: Diagrama en bloques de la implementación del DPLL paralelo proporcional para M-QAM.

nes por dicha ganancia se reducen a simples desplazamientos de bits. Así tenemos que $K^{(p)} = 2^{-N_p}$ con N_p siendo un entero positivo y, a su vez, recordemos que todas las sumas en (5.46) son en módulo 2π .

5.4.2. Lazo integral

A partir de la ecuación (5.42) y la Fig. 5.13, es posible derivar la componente del NCO debido al lazo integral como sigue

$$\psi_{n+m}^{(i)} \approx \psi_{n-1}^{(i)} + (m+1)K^{(i)}\bar{\epsilon}_{n-1}. \quad (5.50)$$

Es posible expresar el error de fase acumulado de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_{n+m} &= \sum_{k=-\infty}^{n+m} \hat{\epsilon}_k \\ &= \bar{\epsilon}_{n-1} + \sum_{k=n}^{n+m} \hat{\epsilon}_k. \end{aligned} \quad (5.51)$$

De acuerdo con (5.24), (5.29), (5.43), (5.47), y (5.50) es posible implementar el cómputo

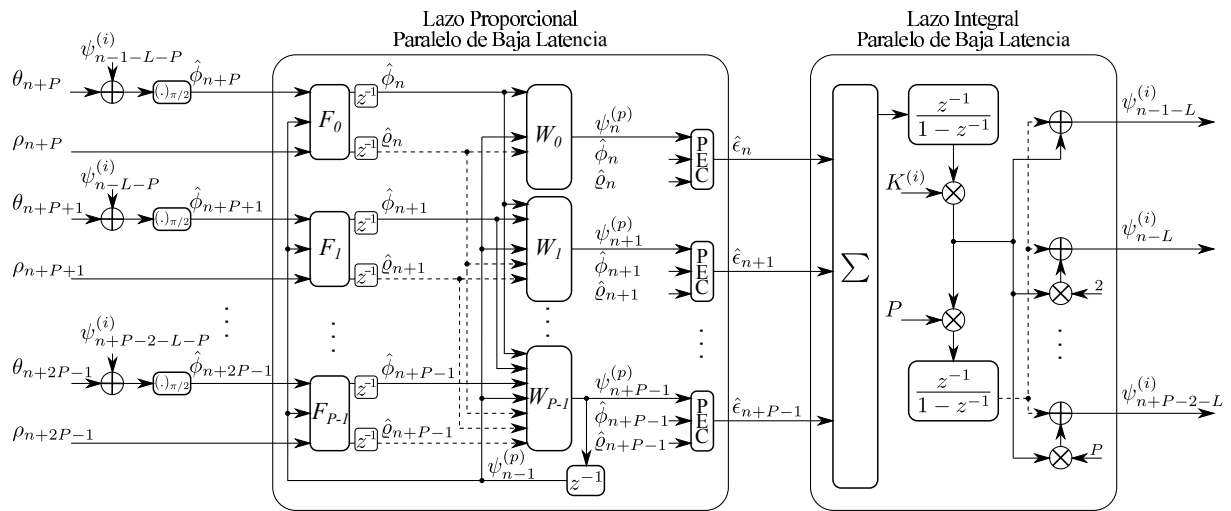


Figura 5.15: Diagrama en bloques de la implementación del DPLL Tipo II paralelo de baja latencia.

to del error de fase acumulado

$$\begin{aligned}
 \hat{\epsilon}_k &= \left(\tilde{\phi}_k - \psi_{k-1}^{(p)} - \psi_{k-1}^{(i)} \right)_{\pi/2} - \hat{Q}_k \\
 &= \left(\hat{\phi}_k - \psi_{k-1}^{(p)} \right)_{\pi/2} - \hat{Q}_k.
 \end{aligned} \tag{5.52}$$

5.4.3. Arquitectura paralela del nuevo DPLL

La implementación del DPLL Tipo II paralelo de baja latencia puede ser fácilmente realizada de acuerdo a la Fig. 5.15. El término $L = lP$, con l correspondiente a un entero positivo, representa la latencia requerida para llevar a cabo el cómputo de todas las operaciones del lazo integral, por ejemplo, el cómputo del error de fase (PEC) definido en (5.52). Es necesario destacar que la latencia en la rama integral no resulta tan crítica como en el lazo proporcional y, tal como se demostrará en secciones posteriores, el impacto en el desempeño del DPLL es despreciable. A su vez, al igual que en el caso de la ganancia proporcional $K^{(p)}$, la ganancia integral $K^{(i)}$ asume valores potencia de dos, tal que $K^{(i)} = 2^{-N_i}$ con N_i perteneciente a los enteros positivos.

5.5. Consideraciones prácticas para la implementación del DPLL proporcional

Tal como vimos en (5.2), la frecuencia del reloj en un receptor de doble polarización (DP) basado en DSP para QPSK o QAM es $f_{clock} = \frac{1}{PT}$, donde $1/T$ representa el período de símbolo. Sea L_w el número de ciclos de reloj, con frecuencia f_{clock} , necesarios por el bloque “ W_k ” para computar todas las operaciones definidas en (5.46). Con el fin de

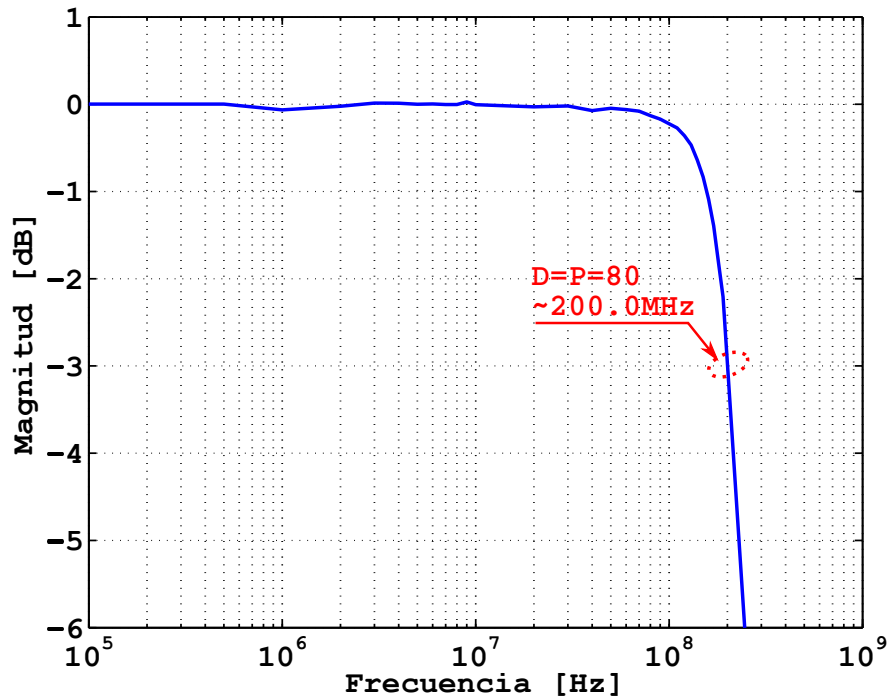


Figura 5.16: Respuesta en frecuencia del DPLL paralelo de baja latencia con $f_{clock} = 400$ MHz, $P=80$, $L_w = 1$ y $K^{(p)} = 2^{-6}$.

minimizar la pérdida de desempeño originada por la latencia en el lazo, el factor L_w se debe mantener lo más bajo posible, por ejemplo $L_w = 1$. En tal sentido, y como se desarrollará en secciones posteriores, los bloques “ W_k ” han sido implementados sin inconvenientes en un transceptor óptico coherente de 50 Gb/s DP-QPSK, con $1/T = 12.5$ Gs/s, en tecnología de integración CMOS de 40 nm y $f_{clock} = 781$ MHz para $P = 16$ [27].

En el presente caso se considera la implementación del DPLL propuesto en un circuito integrado de aplicaciones específicas (*Application Specific Integrated Circuit (ASIC)*) para un transceptor DP-16-QAM de 256 Gb/s, con $1/T = 32$ Gs/s. Como veremos en la sección de resultados, el empleo de un factor de paralelización $P = 80$ provee una buena relación de compromiso entre complejidad y desempeño. En este contexto, la frecuencia de reloj debe ser $f_{clock} = 400$ MHz. Finalmente, la respuesta en frecuencia del DPLL paralelo de baja latencia es presentada en la Fig. 5.16, con parámetros: $P = 80$, $L_w = 1$ y $K^{(p)} = 2^{-6}$.

En la Fig. 5.17 es posible observar la arquitectura de la línea de paralelismo $P - 1$ del NCO, correspondiente al caso más crítico. Para tal caso se multiplican ambos miembros de (5.46) por $(K^{(p)})^{-1}$, por lo que

$$\begin{aligned} (K^{(p)})^{-1} \psi_{n+P-1}^{(p)} &\approx (K^{(p)})^{-1} \psi_{n-1}^{(p)} \\ &+ \sum_{k=0}^{P-1} (\tilde{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1}^{(p)})_{\pi/2} + \bar{\mathbf{q}}_{P-1} \end{aligned} \quad (5.53)$$

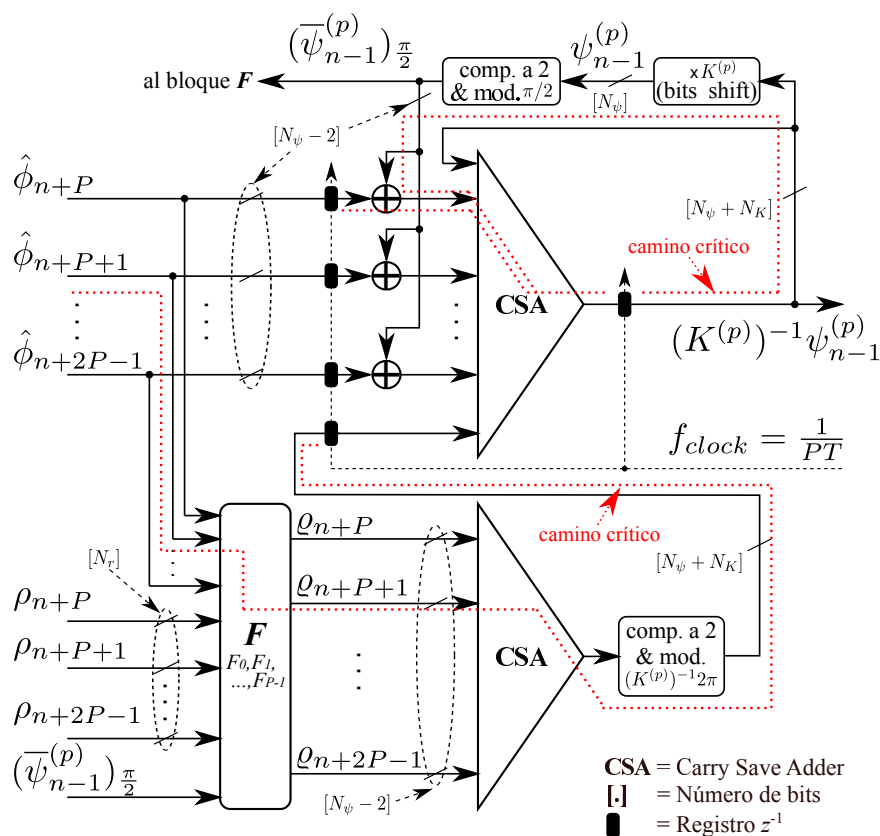


Figura 5.17: Arquitectura de la implementación en hardware del bloque “ W_{P-1} ” del NCO paralelo.

donde $\bar{\mathbf{q}}_{P-1}$ se corresponde con el complemento a dos de \mathbf{q}_{P-1} definido como

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_{P-1} &= \sum_{k=0}^{P-1} \hat{\theta}_{n+k} \\ &= \sum_{k=0}^{P-1} f(\rho_{n+k}, \hat{\theta}_{n+k}), \end{aligned} \quad (5.54)$$

con $\hat{\theta}_{n+k}$ obtenida a partir de (5.49). Dado al hecho que $\psi_n^{(p)} \in [0, 2\pi)$, lo que denominaremos módulo 2π , a partir de (5.46) es posible notar que todas las operaciones de suma en (5.53) son módulo $2\pi(K^{(p)})^{-1}$.

Sea N_ψ el número de bits empleados para representar las componentes de fase $\psi_n^{(p)}$ y θ_n tal que $\psi_n^{(p)}, \theta_n \in [0, 2\pi)^2$. Si tenemos en cuenta que (i) $K^{(p)} = 2^{-N_p}$ y (ii) las operaciones de suma en (5.53) y (5.54) son módulo $2\pi(K^{(p)})^{-1}$, por lo tanto se requerirán $N_\psi + N_p$ bits para representar $(K^{(p)})^{-1}\psi_{n+P-1}^{(p)}$ en (5.53)³. Por otro lado, resulta simple verificar que $\hat{\phi}_n = (\theta_n)_{\pi/2}$ y $(\psi_n^{(p)})_{\pi/2}$ pueden ser obtenidos fácilmente simplemente conservando los

²Por ejemplo, una resolución de 5-bits se sugiere en [3] para representar ángulos en el rango $[0, \frac{\pi}{2})$ para 16-QAM. Por lo tanto, es posible considerar $N_\psi = 7$ para el rango $[0, 2\pi)$.

³Notar que el acarreo generado en la operación de complemento a dos de \mathbf{q}_{P-1} no es necesario para evaluar (5.53). Por lo tanto, solo los $N_\psi + N_p$ bits menos significativos de $\bar{\mathbf{q}}_{P-1}$ son utilizados en (5.53).

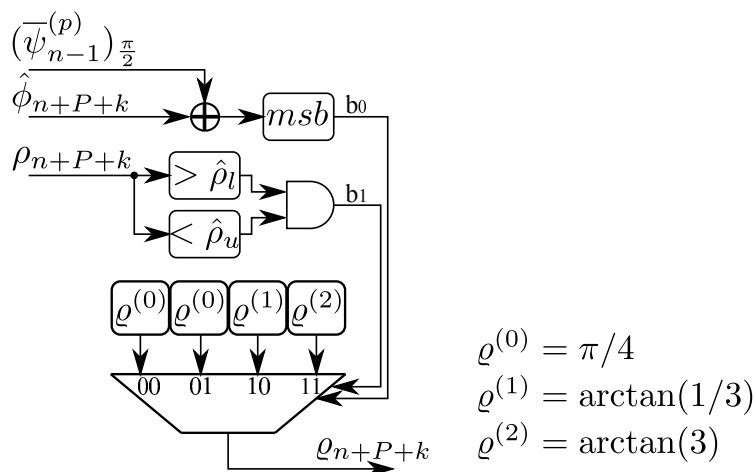


Figura 5.18: Bloque “ F_k ” para 16-QAM.

$N_\psi - 2$ bits menos significativos (LSBs) de θ_n y $\psi_n^{(p)}$, respectivamente. Por consiguiente,

$$\left(\hat{\phi}_{n+k} - \psi_{n-1}^{(p)}\right) = \hat{\phi}_{n+k} \oplus \left(\bar{\psi}_{n-1}\right)_{\pi/2}, \quad (5.55)$$

$$\hat{\theta}_{n+P+k} = \hat{\phi}_{n+P+k} \oplus \left(\bar{\psi}_{n-1}\right)_{\pi/2} \quad (5.56)$$

donde $\bar{\psi}_{n-1}$ denota el complemento a dos de ψ_{n-1} , mientras que \oplus es la operación de suma con desbordamiento (*adder-overflow*). Es necesario destacar que, para la representación binaria de $\hat{\phi}_{n+k}$, $(\bar{\psi}_{n-1})_{\pi/2}$, $\hat{\phi}_{n+k} \oplus (\bar{\psi}_{n-1})_{\pi/2}$ y $\hat{\theta}_{n+P+k}$, se requieren $N_\psi - 2$ bits. Cada bloque “ F_k ” lleva a cabo el cómputo de (5.56) y por consiguiente $f(\rho_{n+P+k}, \hat{\theta}_{n+P+k})$ dado por (5.26). Este último puede ser fácilmente implementado por dos comparadores, una compuerta *AND* y una pequeña tabla de búsqueda (*Loop-Up Table*), como se presenta en la Fig. 5.18. Las muestras del módulo ρ_{n+k} se representan con N_ρ bits.

La implementación de la arquitectura presentada en la Fig. 5.17 con $P = 80$, $f_{clock} = 400 \text{ MHz}$, $N_\psi = 7$ bits, $N_r = 11$ bits y $K^{(p)} = 2^{-6}$ (por lo tanto, $N_p = 6$), ha sido sintetizada exitosamente, sin inconvenientes referidos a tiempos de propagación, utilizando tecnología de integración CMOS de 28 nm con transistores con umbral de voltaje estándar (*Standard Voltage Threshold (SVT)*). En el Apéndice C de la presente Tesis se incluye el código RTL Verilog del DPLL proporcional utilizado para validar la hipótesis, mientras que en el Apéndice D se encuentran los reportes de síntesis generados por la herramienta síntesis empleada. Como resultado, se demuestra que es posible implementar el DPLL propuesto con $L_w = 1$ en receptores DP-16-QAM a 256 Gb/s con la tecnología CMOS actual, de manera similar a como se logró en [27] para DP-QPSK a 50 Gb/s .

5.6. Conclusión parcial

En el presente capítulo se analizaron las diferentes relaciones de compromiso que deben ser tenidas en cuenta entre el desempeño esperado y la latencia por paralelización y pipeline durante el proceso de diseño de un sistema de recuperación de portadora con realimentación, tal como lo es el PLL digital. En este análisis se identificaron diversos frentes:

- Las capacidades de la tecnología de integración CMOS en el estado del arte no se superponen con los requisitos de velocidad de los nuevos sistemas de procesamiento de señales para receptores ópticos coherentes.
- El desempeño del DPLL se ve drásticamente afectado debido a la latencia introducida sobre el lazo de sincronización al aplicar técnicas de procesamiento paralelo.
- La utilización de pipeline, fundamental cuando la tasas de procesamiento son elevadas, se encuentra restringida al margen de latencia disponible luego del proceso de paralelización. En el presente caso ambas estrategias operan en forma opuesta debido a la restricción en latencia.

Evidencia de lo mencionado resultan ser las curvas de nivel de las Figuras 5.2 y 5.3, en donde se puede apreciar el impacto en el ancho de banda del lazo de recuperación de sincronismo, respecto del grado de pipeline y paralelización (o frecuencia de procesamiento, f_{clock}), donde es necesario recordar que el ancho de banda del lazo se relaciona en proporción directa con la capacidad de seguimiento y enganche del mismo.

Debido a la compatibilidad del DPLL de 2^{do} orden Tipo II AD con las familias de modulaciones M -PSK y M -QAM, este fue considerado como primer candidato de análisis para el proceso de paralelización. Sin embargo, se pudo determinar que la concatenación de operaciones originada por el procesamiento de los símbolos de información dentro del lazo de sincronización hace inevitable el uso de pipeline para cumplir con los tiempos de propagación de la lógica combinatorial. En función de esto, se tomó como premisa fundamental reducir la cantidad de procesamiento y, en consecuencia de hardware, dentro del lazo de recuperación de portadora. En tal sentido, el DPLL de 2^{do} orden Tipo II NAD cumple con dicho requisito pero su aplicación a modulación M -QAM no es directa.

El análisis en el dominio de la fase de la técnica M -power permitió arribar a un novedoso método de procesamiento de los símbolos de información M -QAM fuera del lazo. Al mismo tiempo, se llegó a la conclusión que operar en el dominio de la fase resulta conveniente por los siguientes motivos:

- Permite reducir la cantidad de hardware en el lazo de sincronización. Las operaciones de multiplicación y potenciación en el dominio de la señal compleja son sustituidas por simples operaciones de sumas y productos en el dominio real, respectivamente.

- Las operaciones en módulo 2π y $\pi/2$ no requieren lógica adicional de acarreo.
- Las operaciones en módulo $\pi/2$ se pueden efectuar simplemente descartando los dos bits más significativos, evitando la utilización de hardware específico para este fin.

Principalmente, se arribó a un método de paralelización del DPLL tipo II que permite reducir el cuello de botella que representa el lazo de realimentación en la implementación y, así, brindar mayor flexibilidad en el rango de paralelización. En otros términos, la aproximación propuesta para el lazo proporcional permite reducir la latencia por pipeline a la mínima expresión de la lógica digital, siendo esto un único ciclo de reloj. De esta manera, si nos remitimos nuevamente a la Fig. 5.2 y a la ecuación (5.1), el criterio de diseño del lazo proporcional ahora se basa en una función unidimensional del tipo $\mathcal{F}_D(P, 1) = P$. En relación al lazo integral del DPLL, debido a que la latencia por pipeline y paralelización no impacta en el desempeño con la severidad del caso proporcional, el criterio de diseño se relaja y es posible diseñar en ambas dimensiones (L y P).

Finalmente, a los fines de validar la posibilidad de implementar la presente propuesta, así como se realizó en [27] para el caso QPSK, se desarrolló el código RTL Verilog (incluido en el Apéndice C) de la arquitectura de las Figuras 5.14, 5.17 y 5.18. Este fue sintetizado exitosamente empleando tecnología de integración CMOS de 28 *nm* cuyos reportes se anexan en el Apéndice D.

CAPÍTULO 6

Evaluación de Desempeño de la Arquitectura de Recuperación de Portadora Propuesta

***Síntesis:** En el presente Capítulo se evaluará y demostrará la efectividad de la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas propuesta; arquitectura que resulta adecuada para receptores ópticos coherentes intradinos de ultra alta velocidad (≥ 100 Gb/s). Para ello, se considerará el DPLL paralelo de baja latencia, recientemente introducido, para la compensación del error y de las fluctuaciones de frecuencia senoidales que presenta la portadora óptica. Al mismo tiempo, se utilizará el algoritmo BPS y VV para la compensación del ruido de fase del láser cuando se emplea modulación 16-QAM o QPSK, respectivamente. Finalmente, a partir de los resultados expuestos se podrá concluir que la arquitectura de dos etapas, basada en el DPLL paralelo de baja latencia propuesto, ofrece una solución integral de baja complejidad y alto desempeño para la recuperación de la fase y frecuencia de la portadora en sistemas ópticos coherentes.*

6.1. Desempeño de la arquitectura de dos etapas “P-DPLL+BPS” con 16-QAM

El objetivo de la presente sección es demostrar la efectividad de la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas propuesta. Para ello se considerará modulación 16-QAM codificada diferencialmente en cuadrante, sobre un canal no dispersivo, en presencia de ruido aditivo Gaussiano y con una tasa de muestreo $1/T = 32 \text{ Gs/s}$. Como figura de mérito se contemplará la OSNR requerida para lograr una determinada tasa de error de bit, en este caso será una BER de 10^{-3} . Con el fin de establecer un marco de referencia, se simuló dos DPLL tipo II. Por un lado, se contempló el DPLL serie (S-DPLL) como modelo de referencia, mientras que por otro lado se simuló el DPLL paralelo de baja latencia (P-DPLL), propuesto en esta Tesis y bosquejado en la Fig. 5.15, considerando diferentes factores de paralelización y con una profundidad de pipeline $L = 4$ en el lazo integral. A su vez, se empleó el algoritmo BPS para la estimación y compensación del ruido de fase del láser con parámetros de longitud de filtro $N = 10$ y fases de prueba $B = 32$.

En la Fig. 6.1, se presenta la respuesta en frecuencia de los DPLL ya mencionados mientras que en la Tabla 6.1 se tabulan las ganancias del filtro de lazo obtenidas de modo tal de lograr el mayor ancho de banda posible sin exceder los 0.5 dB de sobrepaso

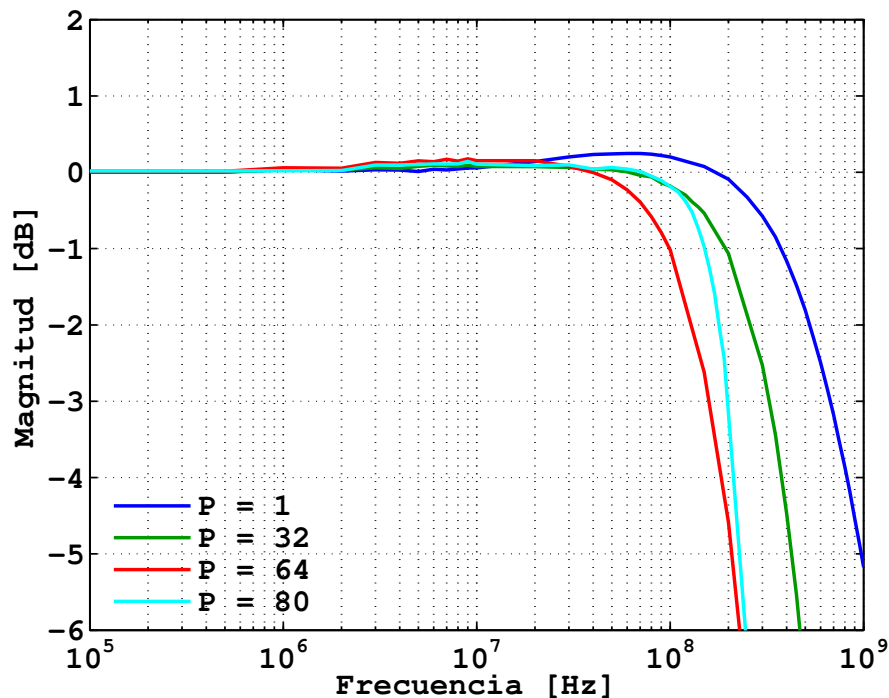


Figura 6.1: Respuesta en frecuencia del DPLL serie y paralelo de baja latencia.

respecto a 0 dB . Estos valores de ancho de banda y sobrepaso proveen una buena relación de compromiso entre rango de captura y ruido de fase residual a la entrada de la etapa de

detección de los sistemas de comunicación óptica considerados en la presente Tesis (ver Fig. 3.3).

Tabla 6.1: *Parámetros y frecuencia de operación de los DPLL.*

Paralelismo	$K^{(p)}$	$K^{(i)}$	f_{clock}
1	0,12	0,001	32,0 GHz
32	2^{-5}	2^{-10}	1,0 GHz
64	2^{-6}	2^{-10}	500,0 MHz
80	2^{-6}	2^{-10}	400,0 MHz

De acuerdo a como se introdujo en el Capítulo 2, el valor del error de frecuencia en este tipo de receptores intradinos se encuentra en el rango de $\pm 5 \text{ GHz}$ (ver [6]). Dicho rango excede el límite máximo teórico de $1/8T$ [95] que puede ser alcanzado por este tipo de algoritmos a la tasa de símbolo considerada. Típicamente, los receptores ópticos coherentes se encuentran dotados de una etapa de recuperación gruesa de frecuencia de portadora (*Coarse Carrier Frequency Recovery (CCFR)*) [27] que reduce esta brecha de frecuencia a valores dentro del rango teórico. No obstante, el error de frecuencia luego de la etapa de recuperación gruesa de frecuencia puede sobrepasar la tolerancia de los algoritmos de estimación de fase, como el de VV o BPS. Por lo que, en función de la tasa de símbolo establecida (esto es, $1/8T = 4 \text{ GHz}$), el rango de captura del DPLL paralelo de baja latencia propuesto es $\sim \pm 4 \text{ GHz}$. Con el objetivo de acelerar y asegurar la convergencia del lazo en estos casos, se ha empleado con éxito la técnica de cambio de parámetros (*Gear shifting*), ganancia proporcional e integral, durante el período de convergencia o la operación conjunta con un detector de frecuencia rotacional (*Rotational Frequency Detector (RFD)*) [95].

6.1.1. Desempeño de los algoritmos de recuperación de portadora

En la Fig. 6.2 se presentan superficies de desempeño de los algoritmos BPS, S-DPLL y P-DPLL para diversos valores de paralelismo. Todos ellos bajo el efecto conjunto del ruido de fase del láser y de las fluctuaciones senoidales en frecuencia de amplitud A_p , debidos al ruido de las fuentes de alimentación como así también a vibraciones mecánicas. En primera instancia, resulta de interés analizar el comportamiento del algoritmo BPS en la Fig. 6.2(a). Tal como se demostró oportunamente, en ausencia de fluctuaciones en frecuencia, el algoritmo BPS posee excelentes cualidades de tolerancia al ruido de fase del láser. Sin embargo, en el presente caso, es posible notar con mayor detalle cómo dicha tolerancia se reduce significativamente con el aumento de la amplitud A_p . En segunda

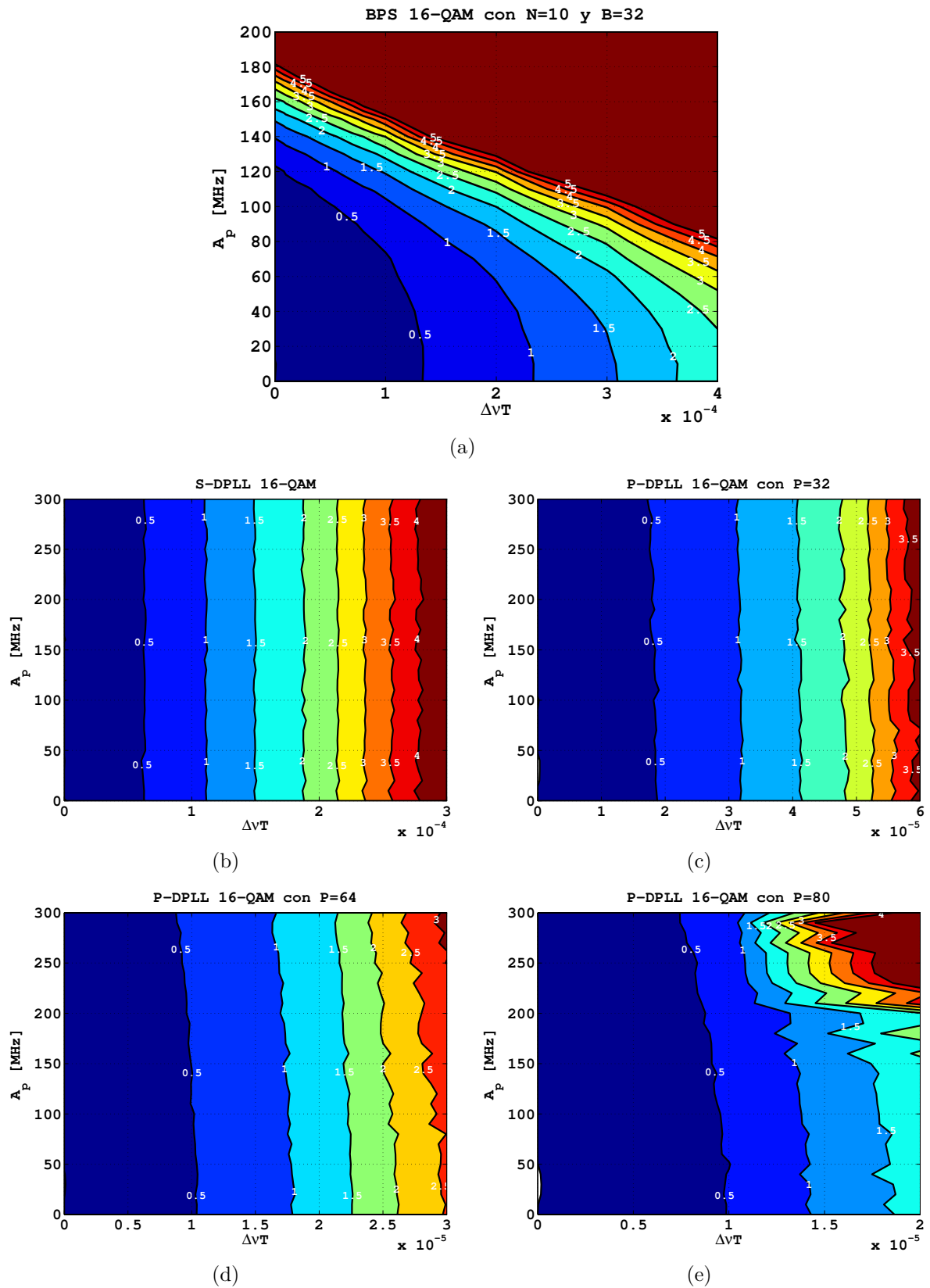


Figura 6.2: Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza el algoritmo BPS, S-DPLL serie y P-DPLL para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35$ KHz, $1/T = 32$ GHz, $N = 10$ y $B = 32$.

instancia, se puede apreciar en la Fig. 6.2(b) la superficie de desempeño del S-DPLL bajo el mismo contexto de canal, en donde se puede destacar la independencia del desempeño respecto a la influencia de las fluctuaciones de frecuencia para todo el rango de A_p . No así, se puede decir de la tolerancia del S-DPLL al ruido de fase del láser, tal como se puede observar su performance es inferior al algoritmo BPS con el incremento de $\Delta\nu T$, pero independiente del valor de A_p . Finalmente, en las Figuras 6.2(c)-(e) se puede analizar las superficies de desempeño del P-DPLL propuesto en esta Tesis. En particular, se puede notar que el impacto de la aproximación propuesta no favorece a la tolerancia al ruido de fase del láser, en donde es posible apreciar una disminución de poco más de un orden de magnitud respecto al S-DPLL. Sin embargo, la aproximación paralela propuesta presenta buena capacidad de seguimiento y compensación de las fluctuaciones de frecuencia en un amplio rango de operación.

6.1.2. Desempeño de la nueva arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas

En la Fig. 6.3 se presenta el desempeño combinado de la arquitectura S-DPLL+BPS y P-DPLL+BPS para diferentes valores del factor de paralelización. Las condiciones de canal se establecieron de igual manera que en los casos desarrollados en la sub sección anterior. Es interesante notar la significativa mejora de la arquitectura combinada, en relación a la solución basada en una única etapa de recuperación de fase con BPS. En otras palabras, esta mejora se evidencia en el incremento de la pendiente de las curvas de nivel, que se vuelven paralelas, o sea independientes, al eje A_p . Si se centra la atención al caso ideal S-DPLL+BPS de la Fig. 6.3(a) se puede apreciar fácilmente el incremento en la tolerancia al ruido de fase del láser respecto del caso de la Fig. 6.2, alcanzando el desempeño del método BPS en condiciones ideales y con gran inmunidad a las perturbaciones senoidales en frecuencia. Las Figuras 6.3(c)-(d) complementan este estudio para diferentes valores del factor de paralelización P . Notablemente, se puede apreciar el incremento en la tolerancia al efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser, respecto de los casos de la Fig. 6.2.

A partir del presente estudio es posible derivar los resultados plasmados en la Fig. 6.4, donde se brindan nuevas evidencias de la eficiencia de la aproximación propuesta para la paralelización del DPLL. A pesar de que el formato 16-QAM parece ser sensible al efecto del factor de paralelización, es posible resaltar que su desempeño permanece constante en un amplio rango del eje de paralelización y únicamente incrementa la penalización para valores elevados de potencia de ruido de fase del láser $\Delta\nu T$.

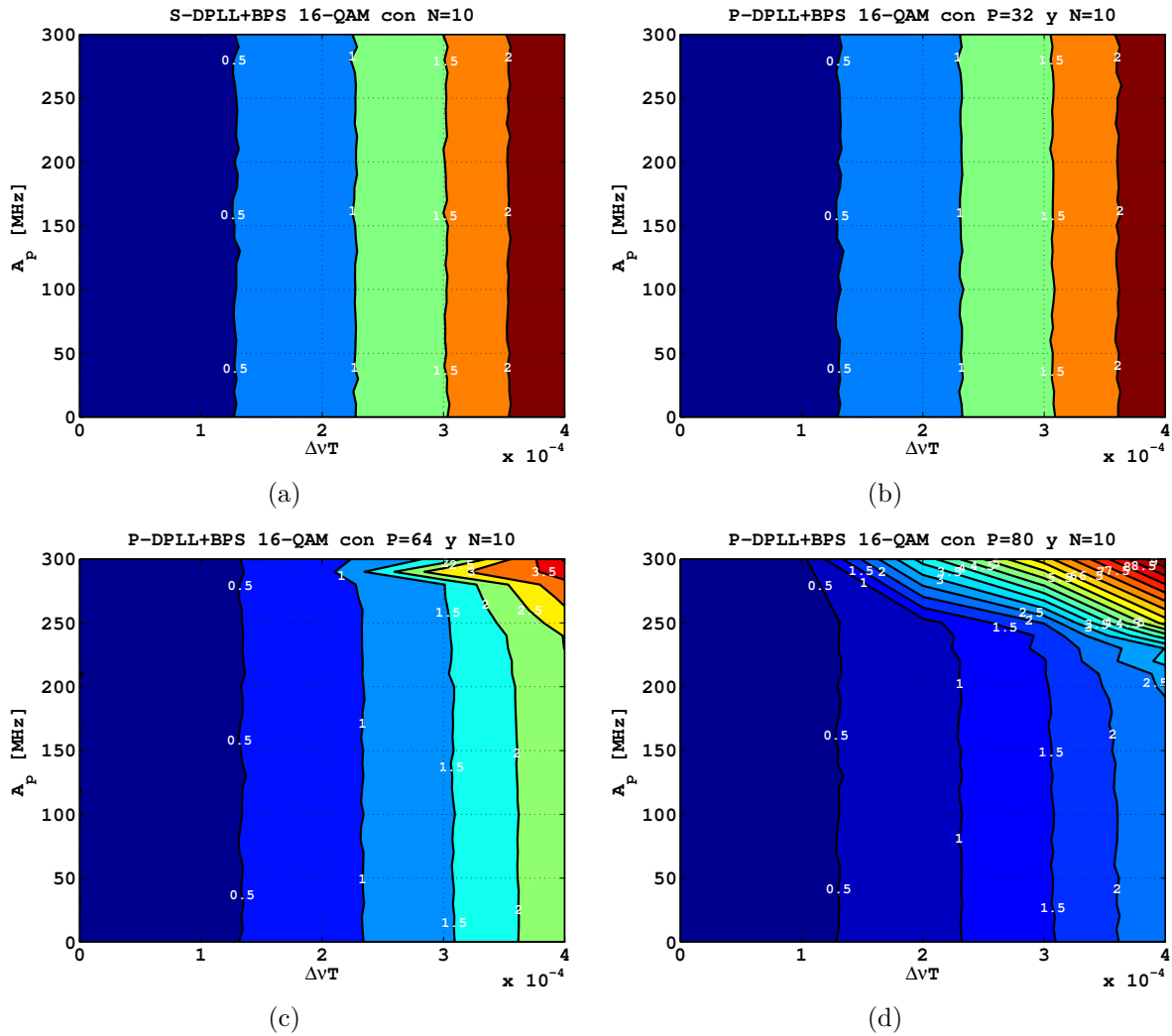


Figura 6.3: Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza la arquitectura S-DPLL+BPS y P-DPLL+BPS para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 32 \text{ GHz}$, $N = 10$ y $B = 32$.

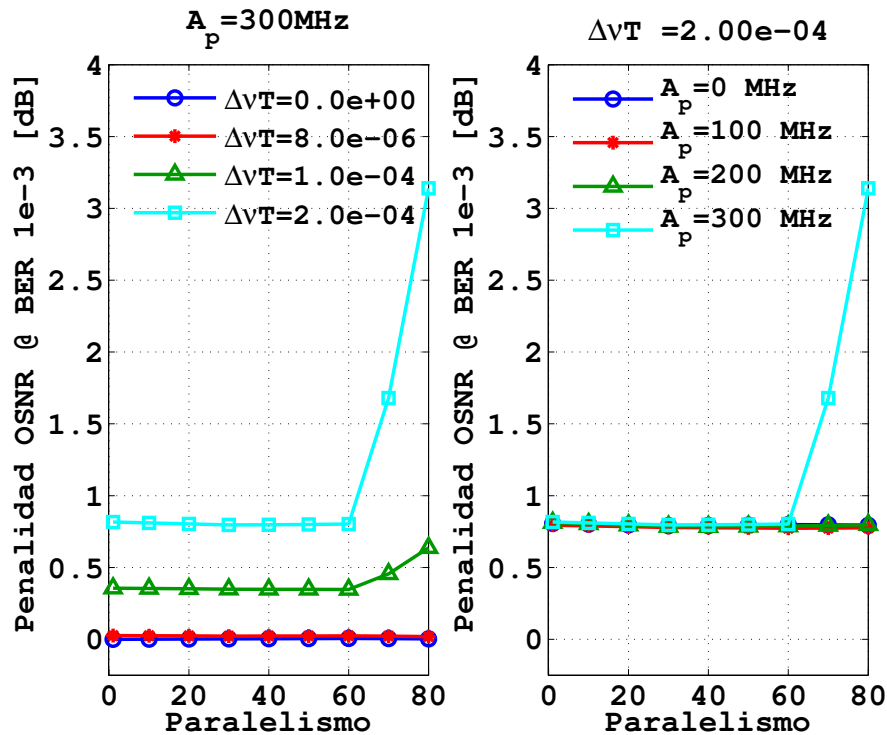


Figura 6.4: Desempeño de la arquitectura de dos etapas respecto el factor de paralelización. P-DPLL+BPS con $\Delta f_c = 35$ KHz, $1/T = 32$ GHz, $N = 10$ y $B = 32$ utilizando 16-QAM.

6.1.3. Impacto de los errores de detección

A continuación, se analiza el impacto de los errores de detección en términos de la varianza de la fase estimada para dos DPLL diferentes con el mismo ancho de banda, respecto a la cota modificada de Cramer-Rao (*Modified Cramer-Rao Bound (MCRB)*) [96]. La cota inferior de Cramer-Rao puede ser considerada como un límite fundamental en el desempeño que puede alcanzar un sistema linealizado en ausencia de errores de detección [97]. En otras palabras, el límite óptimo teórico se alcanza bajo el supuesto simplificador que el ruido aditivo no afecta las decisiones tomadas por el receptor respecto a los símbolos de información. En la Fig. 6.5 se presentan los resultados de simulación para el (S-DPLL) y el P-DPLL con un factor de paralelización $P=80$.

Para el tipo de aplicación considerada en esta Tesis, PDM-16-QAM, $1/T = 32$ Gs/s, $BER < 10^{-2} \rightarrow OSNR > 18$ dB, se puede observar que la varianza del ruido de fase del DPLL paralelo de baja latencia propuesto es levemente superior a la experimentada en un DPLL serie. No obstante, como es posible notar en la Fig. 6.6, el incremento de la varianza de la fase tiene un impacto prácticamente despreciable en la tasa de error de bits (BER). Finalmente, es importante resaltar que los errores catastróficos ocasionados por saltos de fase (*Cycle Slips*) son evitados en la arquitectura de recuperación de portadora propuesta, utilizando codificación diferencial de cuadrante para 16-QAM[9].

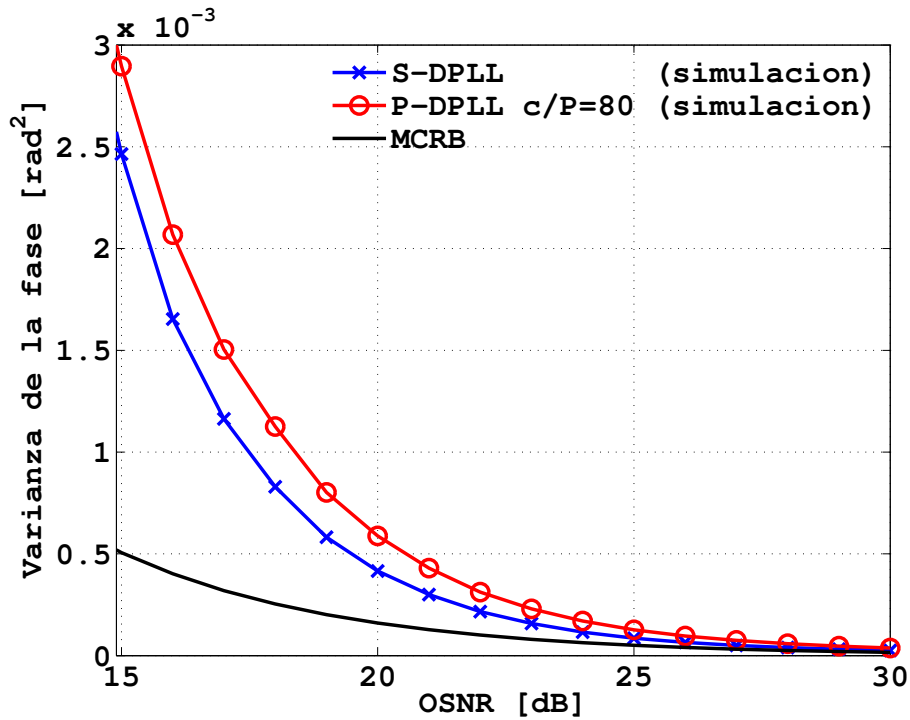


Figura 6.5: Impacto de los errores de detección en el desempeño del P-DPLL respecto de la cota modificada de Cramer-Rao con $1/T = 32$ GHz, $P = 80$ y utilizando modulación 16-QAM.

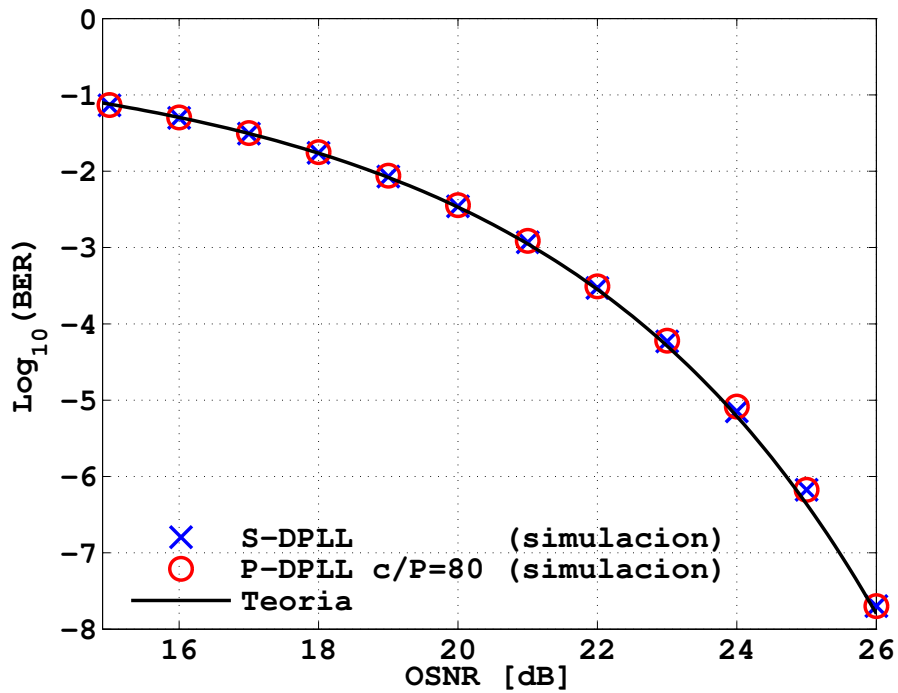


Figura 6.6: Tasa de error de bits para los DPLL bajo análisis con $1/T = 32$ GHz, $P = 80$ y utilizando modulación 16-QAM.

6.2. Desempeño de la arquitectura de dos etapas “P-DPLL+VV” con QPSK

A continuación se demostrará la efectividad de la arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas propuesta para el caso en que se emplee modulación QPSK codificada diferencial. De igual manera que en la sección anterior se considerará un canal no dispersivo en presencia de ruido aditivo Gaussiano y con una tasa de muestreo $1/T = 10$ Gs/s. Como figura de mérito se contemplará la OSNR requerida para lograr una determinada tasa de error de bit, en este caso será una BER de 10^{-3} . Nuevamente, se tomará el S-DPLL como modelo de referencia ideal del P-DPLL propuesto en esta Tesis. Al mismo tiempo, se considerarán diferentes valores para el factor de paralelización con profundidad de pipeline $L = 4$ en el lazo integral. En la etapa de estimación y compensación del ruido de fase del láser se empleó el algoritmo de Viterbi y Viterbi con $N = 10$.

En la Fig. 6.7 se detalla la respuesta en frecuencia de los DPLL bajo análisis mientras que en la Tabla 6.2 se tabulan las ganancias del filtro de lazo obtenidas de modo tal de alcanzar el mayor ancho de banda posible sin exceder los 0.5 dB de sobrepaso respecto a 0 dB. Estos valores de ancho de banda y sobrepaso proveen una buena relación de compromiso entre rango de captura y ruido de fase residual a la entrada de la etapa de detección de los sistemas de comunicación óptica considerados en la presente Tesis (ver Fig. 3.3).

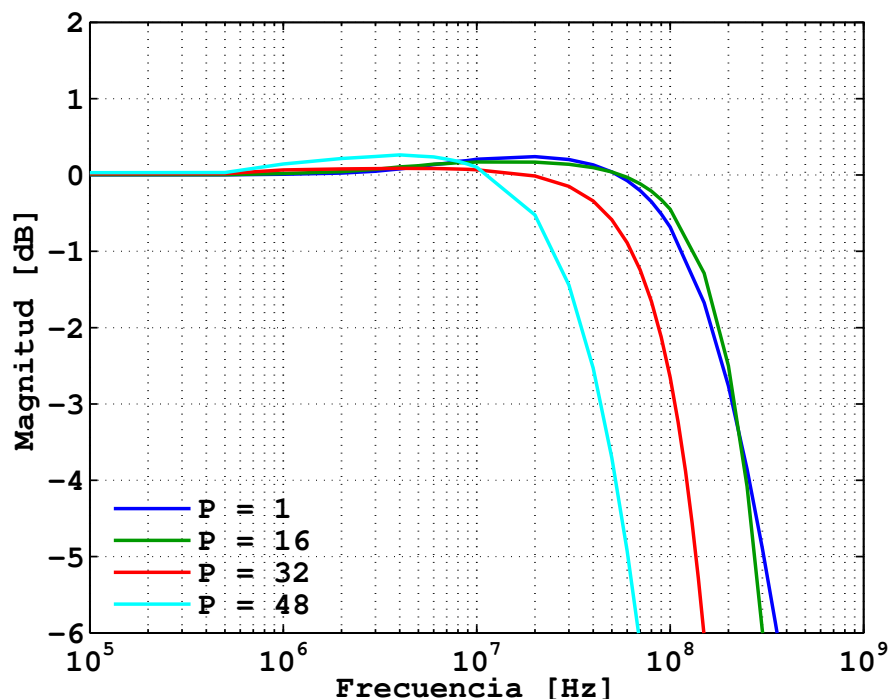


Figura 6.7: Respuesta en frecuencia del DPLL serie y paralelo de baja latencia.

Tabla 6.2: *Parámetros y frecuencia de operación de los DPLL.*

Paralelismo	$K^{(p)}$	$K^{(i)}$	f_{clock}
1	0,12	0,001	10,0 GHz
16	2^{-4}	2^{-7}	625,0 MHz
32	2^{-5}	2^{-7}	312,5 MHz
48	2^{-5}	2^{-7}	208,3 MHz

6.2.1. Desempeño de los algoritmos de recuperación de portadora

En la Fig. 6.8 se presentan superficies de desempeño de los algoritmos VV, S-DPLL y P-DPLL para diversos valores de paralelismo. En todos los casos se encuentra presente el efecto conjunto del ruido de fase del láser y de las fluctuaciones senoidales en frecuencia de amplitud A_p . En particular, en la Fig. 6.8(a) se puede observar el desempeño del algoritmo de recuperación de fase de VV para un amplio rango de valores de $\Delta\nu T$ y A_p . Al igual que en el caso del algoritmo BPS, para pequeños valores o en ausencia de fluctuaciones de frecuencia del láser, el algoritmo de VV posee excelentes cualidades de tolerancia al ruido de fase del láser. No obstante, el incremento de las fluctuaciones en frecuencia impacta severamente sobre la capacidad de estimación y compensación del ruido de fase de este algoritmo. Luego, en las Figuras 6.8(b)-(e) se puede analizar las superficies de desempeño del S-DPLL y el P-DPLL para diferentes valores de paralelismo. En general, se debe destacar su tolerancia constante al efecto de las fluctuaciones en frecuencia que, tal como en los casos ya analizados, el desempeño del sistema es independiente de A_p en el rango analizado. En relación a la capacidad de estimación y compensación del ruido de fase del láser, en todos los casos se puede observar penalización respecto al algoritmo de VV y también un incremento de esta penalización respecto del factor de paralelización. Si bien esta tendencia ya se observa en los resultados de la sección anterior, el impacto de la paralelización no es tan significativo en la tolerancia al ruido de fase. Tal tolerancia se debe principalmente a (i) bajo nivel de paralelización y (ii) mayor margen de fase de la modulación QPSK.

6.2.2. Desempeño de la nueva arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas

En la Fig. 6.9 se presenta el desempeño combinado de la arquitectura S-DPLL+BPS y P-DPLL+BPS para diferentes valores del factor de paralelización. En concordancia con lo ya desarrollado, las condiciones de canal se establecieron de igual manera que en los casos anteriores. Nuevamente, se remarca la notable mejora de desempeño de la arquitectura

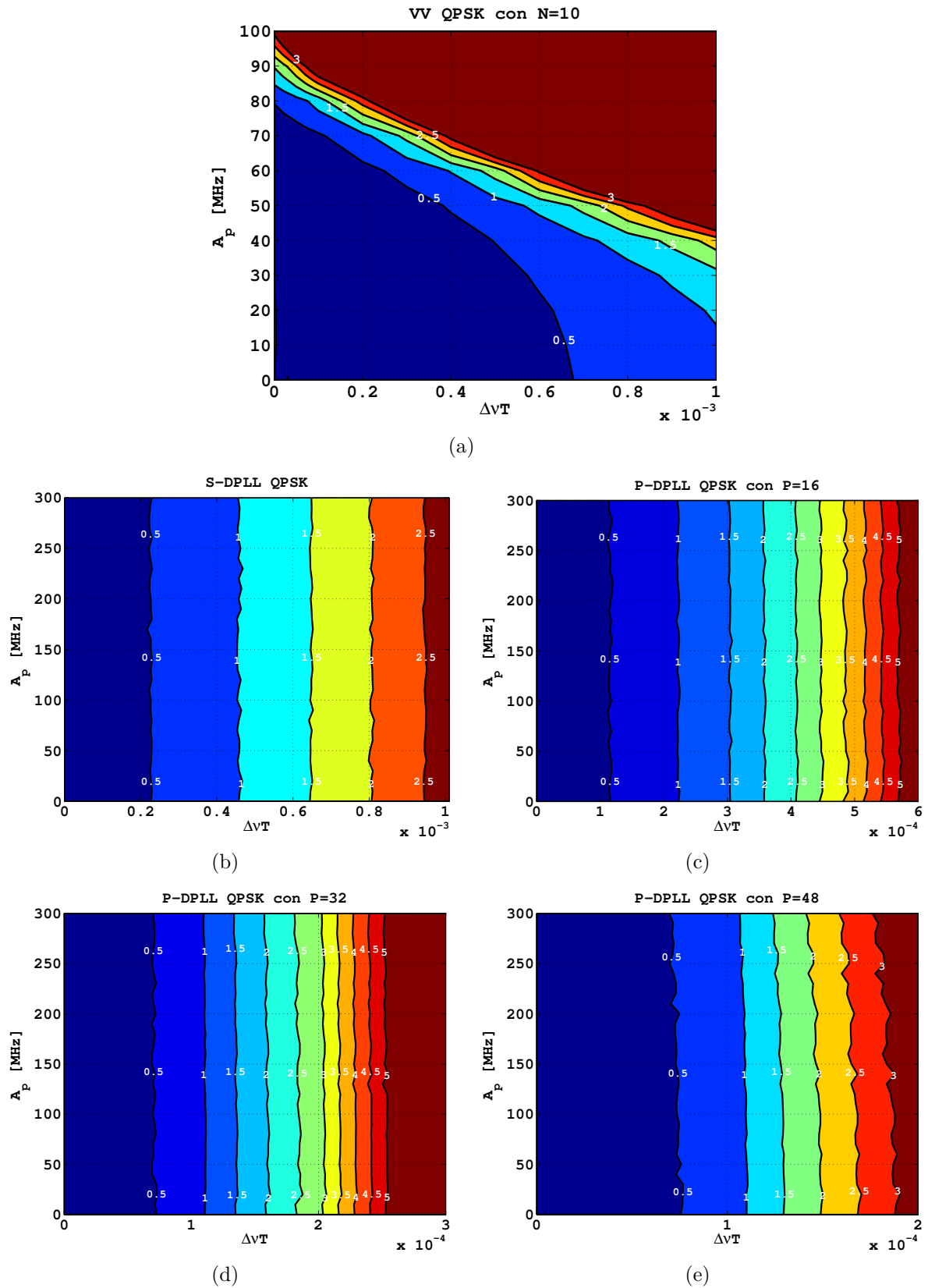


Figura 6.8: Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza el algoritmo de VV, S-DPLL serie y P-DPLL para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35$ KHz, $1/T = 10$ GHz y $N = 10$.

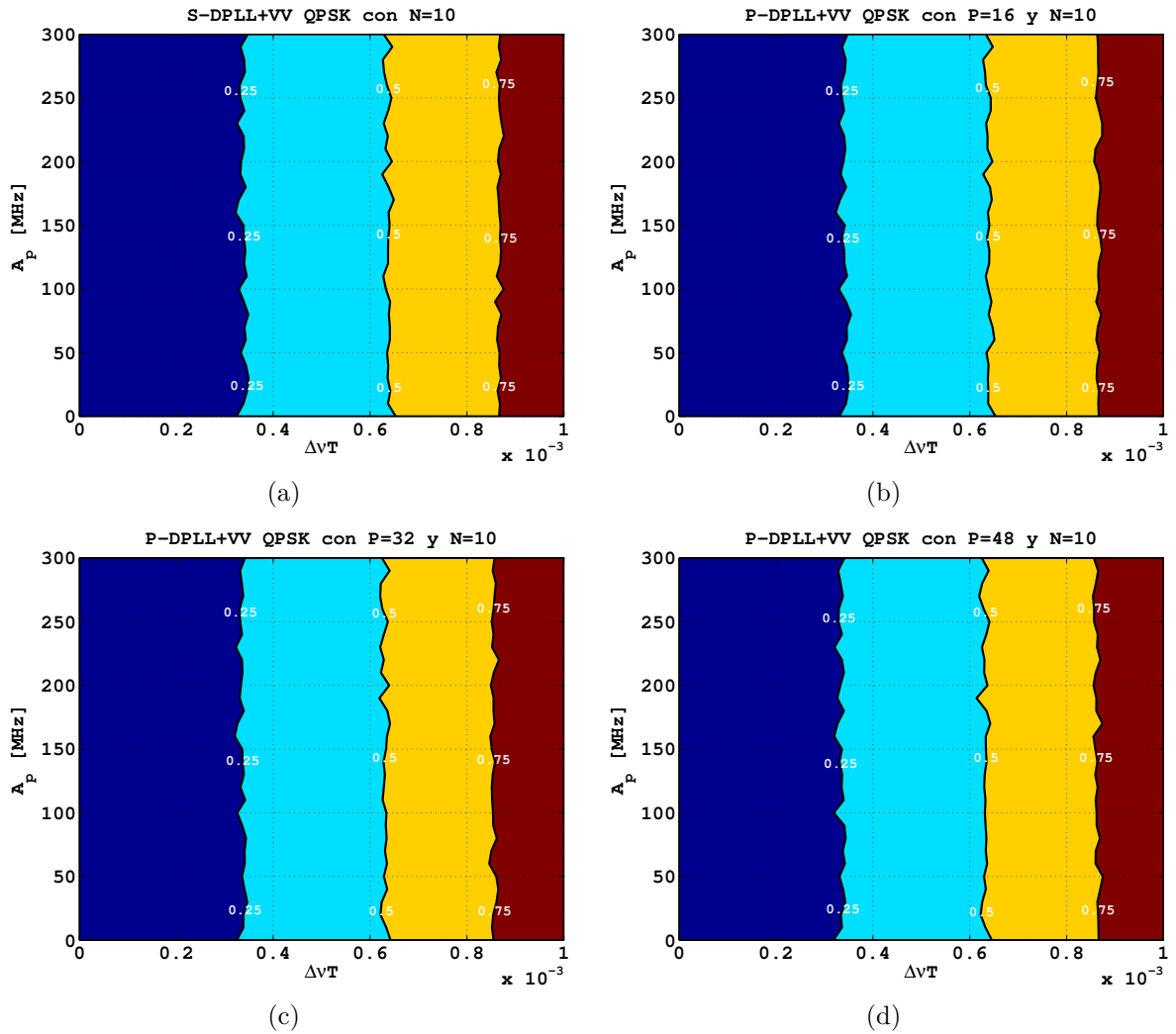


Figura 6.9: Superficies de desempeño bajo el efecto conjunto del ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. Se analiza la arquitectura S-DPLL+BPS y P-DPLL+BPS para diferentes valores de paralelismo. Con $\Delta f_c = 35 \text{ KHz}$, $1/T = 10 \text{ GHz}$, $N = 10$ y $B = 32$.

de dos etapas, en relación a la solución basada en una única etapa de recuperación de fase con el algoritmo de VV. Tal como vimos recientemente, esta mejora se evidencia en el incremento de la pendiente de las curvas de nivel, que se vuelven paralelas, o sea independientes, al eje A_p . Se puede apreciar el incremento en la tolerancia al ruido de fase del láser respecto del caso de la Fig. 6.8, cubriendo eficiente y completamente el rango de parámetros bajo análisis.

6.3. Implementación del “P-DPLL+VV” en un chip de comunicaciones ópticas coherentes 50 Gb/s

Por último, se destaca que, debido a la excelente relación de compromiso entre complejidad y desempeño que presenta la arquitectura de dos etapas propuesta, esta ha sido seleccionada para su incorporación en la arquitectura de un transceptor óptico coherente 50 Gb/s DP-QPSK/BPSK integrado en tecnología CMOS de 40 nm. La misma se basa en el estimador de ruido de fase del láser sin realimentaciones de Viterbi y Viterbi y el DPLL paralelo de baja latencia para compensar el error de frecuencia y fluctuaciones senoidales de la frecuencia de la portadora láser.

En [27] se describe la arquitectura en un chip monolítico de un transceptor óptico coherente para DP-QPSK/BPSK 50 Gb/s empleando procesamiento digital de señales. El receptor es capaz de compensar más de 3500 Km de dispersión cromática (CD) acumulada sobre fibra monomodo estándar utilizando un ecualizador en el dominio de la frecuencia. A su vez, el mismo consta de un ecualizador transversal MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) de cuatro dimensiones en el dominio temporal, para compensar hasta 200 ps de retardo de grupo diferencial (*Differential Group Delay (DGD)*) y hasta 8000 ps² de dispersión por modo de polarización de segundo orden (*Second-order Polarization-mode Dispersion (SOPMD)*). Otras funcionalidades destacables incluidas en la etapa de procesamiento de señales del transceptor son diagnóstico de canal, control automático de ganancia, recuperación de sincronismo de símbolo y recuperación de portadora. En particular, se destaca la implementación de una nueva arquitectura paralela de baja latencia para recuperación de portadora, que es robusta en presencia de ruido de fase y fluctuaciones en frecuencia del láser. El chip integra las funcionalidades del transmisor, receptor y procesamiento a nivel de tramas en interfaz con el host. Además, integra un conversor analógico a digital (ADC) con cuatro canales de 25 Gs/s de 6 bits con una figura de mérito de 0.4 pJ/conversion. Cada ADC se compone de un entrelazado de ocho conversores con arquitectura flash. La etapa de procesamiento digital de señales emplea procesamiento paralelo con factor de paralelismo 16.

Finalmente, la complejidad total del chip se encuentra en 40 millones de compuertas,

con una disipación total de potencia de 25 *Watts* de los cuales 5 *Watts* pertenecen a las etapas analógicas (*Analog Front End (AFE)*), lo que incluye transmisor, receptor, interfaz host y otras etapas analógicas. El chip se encapsuló BGA con 676 pins y un área de 27x27 *mm*.

6.4. Conclusión parcial

Se ha introducido una nueva arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas, compuesta por un DPLL paralelo de baja latencia y una etapa de estimación y compensación de fase sin realimentaciones basada en el método BPS o VV. ***Se ha propuesto un nuevo método de aproximación al DPLL que permite romper el cuello de botella que representa el lazo de realimentación y, así, poder aplicar técnicas de paralelización con penalidad prácticamente despreciable.*** En el presente capítulo se ha demostrado que el nuevo DPLL paralelo de baja latencia puede alcanzar anchos de banda y rango de captura similares a aquellos logrados por el DPLL serie.

La arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas basada en DPLL paralelo de baja latencia y el algoritmo de estimación de fase BPS o de VV ofrece una solución integral y de alto desempeño para la compensación de la fase y frecuencia en sistemas ópticos coherentes. Esta solución supera a las arquitecturas propuestas anteriormente cuando se consideran todos los efectos del canal presentes en aplicaciones reales, incluyendo ruido de fase del láser, error de frecuencia y fluctuaciones senoidales de frecuencia.

CAPÍTULO 7

Conclusiones Finales

De acuerdo a los objetivos presentados al inicio de la investigación doctoral, Sección 1.2.2, es posible concluir:

- ***Investigar los efectos presentes en la portadora óptica que son causa de degradación del desempeño de los receptores ópticos coherentes.***

Sobre el marco general de la arquitectura de un receptor óptico coherente fue posible identificar los diferentes efectos de degradación en la fase y frecuencia presentes en la portadora óptica, estos son:

- Ruido de fase del láser
- Fluctuaciones en frecuencia
- Error de frecuencia
- Ruido en frecuencia $1/f$

A pesar de la importancia de todos estos, hasta ahora, el impacto de las fluctuaciones en frecuencia del láser no ha sido considerado en las estrategias de recuperación de portadora ni tampoco se ha propuesto, hasta ahora, una solución al problema.

- ***Relevar los algoritmos y arquitecturas de recuperación de portadora presentes en la bibliografía.***

En general, el problema de recuperación de portadora en receptores ópticos coherentes se divide en dos partes o etapas de procesamiento. En una primera instancia,

debido a la característica intradina del receptor, se efectúa la estimación y compensación del error de frecuencia de la portadora. Luego, en una segunda instancia, se lleva a cabo la estimación y compensación del error de fase originado, principalmente, por el ruido de fase del láser. Existen numerosas propuestas y reportes de desempeño en la bibliografía vinculados a la compensación del ruido de fase del láser. De todas estas propuestas se destacan las realizadas por T. Pfau *Blind Phase Search* BPS en [3] y la de Viterbi y Viterbi VV en [2], debido a su alta eficiencia y posibilidad de ser paralelizadas sin pérdida de desempeño. Para la compensación del error de frecuencia se disponen métodos bien conocidos tales como los propuestos por A. Leven e I. Fatadin [5] y [7], respectivamente. Estos métodos no presentan desafío alguno al momento de la implementación si se considera solo error de frecuencia, en donde es posible diezmar la señal y no se requiere la paralelización de los algoritmos. Si se consideran las fluctuaciones en frecuencia del láser, la complejidad de implementación debido al proceso de paralelización crece en forma abrupta haciendo imposible su uso práctico. En el caso particular de la propuesta de I. Fatadin, su desempeño dinámico se ve condicionado por el muestreo no uniforme de la señal recibida, limitado a la ocurrencia de dos símbolos Clase I consecutivos cronológicamente. El PLL digital se avizora como un fuerte candidato, no solo por su capacidad de compensación del error de frecuencia sino, principalmente, por la capacidad de seguimiento de variaciones como las fluctuaciones de frecuencia del láser. Finalmente, teniendo en cuenta que la latencia en el lazo de sincronización, debido a la paralelización tradicional, afecta la eficiencia del PLL, se generó el lugar para la búsqueda de un método de paralelización de baja latencia del PLL digital.

- ***Evaluar y verificar el desempeño de los algoritmos y arquitecturas de recuperación de portadora de mayor relevancia en la bibliografía en presencia de los efectos de degradación de la portadora.***

Se evaluó el desempeño para modulaciones QPSK con $1/T = 10 \text{ Gs/s}$ en el caso del algoritmo de VV y modulación 16-QAM con $1/T = 32 \text{ Gs/s}$ para el caso del algoritmo BPS. Dentro de los resultados presentados, ambos algoritmos demuestran excelentes cualidades de tolerancia al ruido de fase del láser (ver Figuras 3.11 y 3.12). Sin embargo, hemos demostrado que dicha capacidad se ve severamente afectada en presencia de fluctuaciones de frecuencia, debido a vibraciones mecánicas o ruido de fuentes de alimentación (ver Figuras 3.15 y 3.16). Se caracterizó la tolerancia de ambos algoritmos a fluctuaciones senoidales de frecuencia de la portadora, en donde se evidencia la necesidad de llevar a cabo una compensación eficiente previo a la recuperación de fase de la portadora óptica (ver Figuras 3.13 y 3.14). Se analizó el desempeño del DPLL serie asistido por decisiones y sin asistencia de decisiones

para modulaciones del tipo QPSK y 16-QAM, en presencia de error de frecuencia, fluctuaciones de frecuencia y ruido de fase del láser, respectivamente. Como se puede ver en la Fig 4.5, el S-DPLL es capaz de estimar y compensar el error de frecuencia dentro del rango teórico. En presencia de fluctuaciones de frecuencia, de acuerdo a la Fig. 4.6, el S-DPLL no evidencia penalidad en el desempeño para $\Delta f_c = 35$ KHz y $A_p \in [0, 350]$ MHz respecto al caso con $A_p = 0$ MHz . Sin embargo, su desempeño en presencia de ruido de fase del láser es inferior a lo reportado en los casos de los estimadores de VV y BPS, ver Fig. 4.7. La capacidad de seguimiento de las fluctuaciones en frecuencia que presenta el S-DPLL cubre una arista, que como vimos, los algoritmos de estimación de fase no pueden cubrir. La latencia por paralelización y pipeline resulta determinante en los algoritmos con realimentaciones. En esta oportunidad, se demostró mediante simulación el impacto de dicha alteración sobre el desempeño del S-DPLL. Tal como lo demuestran las Figuras 4.13, 4.14 y 4.15, no es posible alcanzar valores de P que permitan llevar a cabo una implementación en tecnología de integración CMOS. Analizando la Tabla 4.1, pudimos notar que el DPLL cumple con la mayoría de los requisitos buscados, excepto por la imposibilidad de paralelizarlo sin pérdida de desempeño. Se refuerza la necesidad de un método de paralelización de baja latencia del DPLL tal que nos permita implementar una arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas de ultra alta velocidad.

- ***Desarrollar una arquitectura digital de recuperación de portadora paralela, de complejidad reducida y eficiente en presencia de los efectos de degradación investigados.***

En vista de las capacidades del S-DPLL, se analizó el comportamiento de una arquitectura de dos etapas basada en el S-DPLL para compensación de fluctuaciones en frecuencia más el algoritmo de estimación de fase de VV o BPS. En función de ello se pudo observar que el desempeño conjunto es tolerante a los efectos presentes en la portadora láser, como fluctuaciones de frecuencia y ruido de fase del láser. Las Figuras 4.8 y 4.9 nos permitieron corroborar que el desempeño conjunto no presenta penalidad al incrementar la amplitud de la fluctuación A_p con $\Delta f_c = 35$ KHz , respecto del caso con $A_p = 0$ MHz , para modulación QPSK y 16-QAM con $\Delta\nu = 300$ KHz . Luego, se corroboró que la arquitectura de dos etapas presenta gran tolerancia al ruido de fase del láser en presencia de fluctuaciones de frecuencia. Como se presenta en las Figuras 4.10 y 4.11, la arquitectura de S-DPLL+VV y S-DPLL+BPS, bajo el escenario mencionado, alcanzan el desempeño de las soluciones basadas en VV o BPS solamente en ausencia de fluctuaciones de frecuencia. En otros términos, la arquitectura de dos etapas permite remover la influencia de las fluc-

tuaciones de frecuencia, mediante el uso del S-DPLL, y compensar eficientemente el ruido de fase del láser. Se arribó a un método de paralelización del DPLL tipo II que permite reducir el cuello de botella que representa el lazo de realimentación en la implementación y así brindar mayor flexibilidad en el rango de paralelización. En otros términos, la aproximación propuesta para el lazo proporcional, el cual presenta mayor sensibilidad a la latencia, hace posible reducir la latencia por pipeline a la mínima expresión de la lógica digital, siendo esto un único ciclo de reloj. De esta manera, si nos remitimos nuevamente a la Fig. 5.2 y a la ecuación (5.1), el criterio de diseño del lazo proporcional, ahora se basa en una función unidimensional del tipo $f_D(P, 1) = P$. En relación al lazo integral del DPLL, debido a que la latencia por pipeline y paralelización no impacta en el desempeño con la severidad del caso del lazo proporcional, el criterio de diseño se relaja y es posible diseñar en ambas dimensiones (L y P). A los fines de validar la capacidad de implementación de la presente propuesta, se desarrolló el código RTL Verilog (incluido en el Apéndice C) de la arquitectura de las Figuras 5.14, 5.17 y 5.18, así como se realizó en [27] para el caso QPSK, el cual fue sintetizado exitosamente empleando tecnología de integración CMOS de 28 nm, cuyos reportes se anexan en el Apéndice D.

Como se demostró a lo largo de esta Tesis, los objetivos planteados pudieron ser alcanzados a partir de diferentes trabajos científicos y patentes publicados. Entre ellos se destaca una nueva arquitectura de recuperación de portadora de dos etapas, compuesta por un DPLL paralelo de baja latencia y una etapa de estimación y compensación de fase sin realimentaciones como el método BPS o VV. La misma ofrece una solución integral y de alto desempeño para la compensación de la fase y frecuencia en sistemas ópticos coherentes. Esta solución supera a las arquitecturas propuestas anteriormente cuando se consideran todos los efectos del canal presentes en aplicaciones reales, incluyendo ruido de fase del láser, error de frecuencia y fluctuaciones senoidales de frecuencia.

7.1. Trabajo futuro

La demanda de ancho de banda continuará incrementándose en los próximos años, sobre todo si consideramos el advenimiento de la Internet de las cosas (*Internet of Things* (*IoT*)) en donde el número de generadores de tráfico crecerá dramáticamente. En vista de esto, el próximo objetivo, 400 Gb/s y 1 Tb/s, ya ha sido establecido [22]. Por lo tanto, la utilización de modulaciones con mayor eficiencia espectral será un recurso fundamental a la hora de incrementar la tasa de información. De este modo, se avisa como trabajo a futuro la extrapolación del P-DPLL a modulaciones de mayor orden pero que no necesariamente posean simetría de $\pi/2$.

Apéndices

APÉNDICE A

Esquemas de Detección Coherente

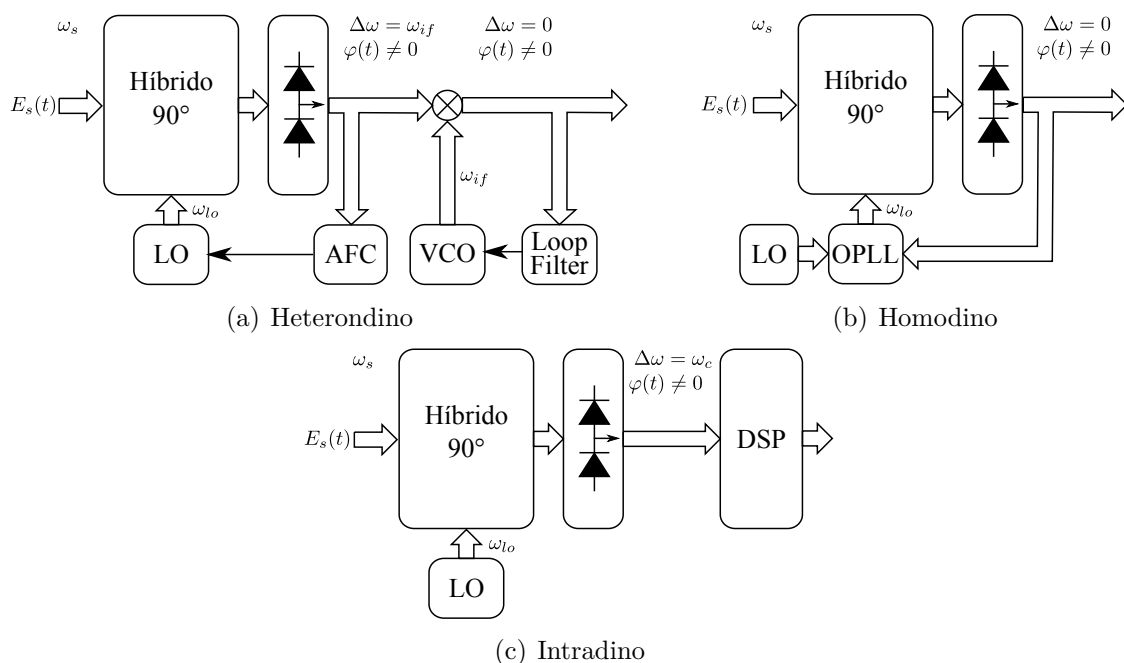


Figura A.1: Esquemas de demodulación óptica coherente

A.1. Introducción

En general, existen dos técnicas de detección coherente denominadas “Detección coherente heterodina” Fig. A.1(a) y “Detección coherente homodina” Fig. A.1(b). No obstante, es posible arribar a una tercera opción llamada “Detección coherente intradina” Fig. A.1(c).

En la presente sección se considerará el procesamiento de la señal en el dominio complejo, a menos que se especifique lo contrario.

A.2. Detección coherente heterodina

En el caso de la detección coherente heterodina (ver Fig. A.1(a)), la frecuencia del oscilador local ω_{lo} es seleccionada de modo tal que difiera respecto a la frecuencia de la señal recibida en un valor constante y conocido $\omega_{if} = \omega_s - \omega_{lo}$. En tal caso el campo eléctrico de la señal de luz es desplazado a la frecuencia ω_{if} , como se puede apreciar en la Fig. A.2.

En este esquema síncrono de detección es necesario determinar la evolución temporal de la fase $\varphi(t)$, la cual efectivamente puede variar a lo largo del tiempo. En consecuencia, el lazo enganchado en fase (*Phase-Lock Loop (PLL)*) eléctrico analógico puede ser utilizado para estimar el ruido de fase y demodular el símbolo recibido pero el costo de implementación y la complejidad de operar el PLL analógico no hacen a esta técnica la preferida para la implementación [75, 76].

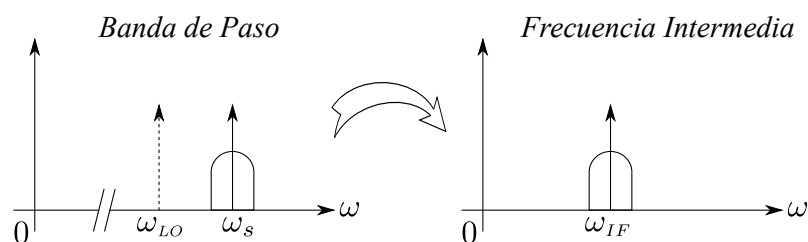


Figura A.2: *Espectro en frecuencia intermedia, detector coherente heterodino.*

A.3. Detección coherente homodina

En el caso de la detección coherente homodina (ver Fig. A.1(b)), la frecuencia del oscilador local ω_{lo} coincide exactamente con la frecuencia de la señal recibida ω_s , $\Delta\omega = 0$. La principal ventaja de esta técnica radica en que el espectro de la señal recibida se sitúa en banda base, ver Fig. A.3 y la detección de señales multinivel es virtualmente trivial. No obstante, la fase $\varphi(t)$ no se mantiene constante sino que fluctúa aleatoriamente debido al ruido de fase introducido por los osciladores láser remoto y local. Al mismo tiempo, a causa de la latencia propia de la implementación, el ancho de banda del PLL óptico (OPLL) se puede reducir, ≤ 1 MHz, con el objeto de mantenerlo estable. De esta manera la capacidad de seguimiento del PLL al ruido de fase llega a ser baja o inclusive nula, [14] y el esquema homodino presenta severa intolerancia al ruido de fase del láser.

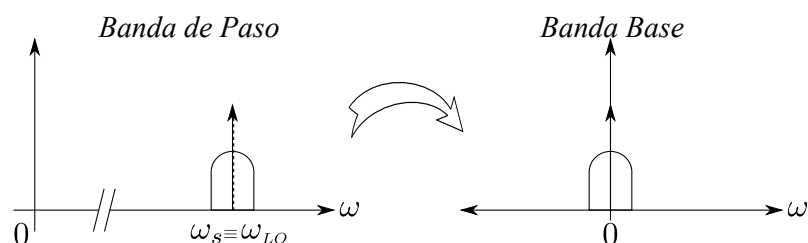


Figura A.3: *Espectro en banda base, detector coherente homodino.*

A.4. Detección coherente intradina

El concepto de detección coherente intradina, Fig. A.1(c) resulta ser una relación de compromiso entre la técnica heterodina y la homodina. En general, el oscilador local se establece en corrida libre, lo que permite la traslación del espectro hacia las proximidades de la banda base pero no a una frecuencia específica, ver Fig. A.4.

Dado que la traslación en frecuencia es un proceso lineal, las propiedades del campo óptico se preservan en la nueva región espectral. Luego, es posible digitalizar y aplicar técnicas de procesamiento digital de señales para llevar a cabo el proceso de recuperación de la información.

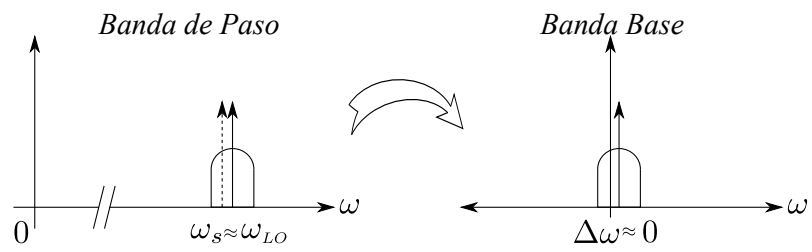


Figura A.4: *Espectro de frecuencia empleando detección coherente intradina.*

APÉNDICE B

Efectos de Degradación en Sistemas Ópticos Coherentes

B.1. Introducción

El objetivo del presente apéndice es introducir los diferentes mecanismos de degradación que se encuentran en un enlace típico de alta velocidad por fibra óptica. Para ello, se tomará como punto de partida una red enrutada ópticamente, a partir de la cual, mediante justificadas consideraciones, se arribará a un enlace entre dos transceptores ópticos coherentes. Esto permitirá diagramar el modelo de canal de la Fig. B.13 que se considerará a lo largo de esta Tesis. El mismo será extendido en detalle en el Capítulo 2, en la Fig. 2.1, para poner de relieve los efectos de degradación presentes en la portadora óptica.

B.2. Enlaces ópticos de comunicaciones

Los primeros sistemas de transmisión por fibra óptica de alta velocidad estaban provistos de enlaces punto a punto multiplexados en longitud de onda (*Wavelength Division Multiplexing (WDM)*) [62]. En estos un grupo de canales se propagaban de manera conjunta a través de un mismo camino óptico. Desde estos primitivos sistemas WDM punto a punto, las redes ópticas han experimentado progresivos cambios evolutivos, incorporando nuevas tecnologías y a la vez adoptando complejas topologías de interconexión. Aún así esta última propiedad carecería de utilidad práctica sin la capacidad de gestionar y direccionar el tráfico entre los diferentes nodos de la red. La incorporación de multiplexores ópticos de carga y descarga configurable (*Reconfigurable Optical add-drop Multiplexers (ROADM)*) permite ahora enrutar, en forma dinámica, el tráfico a nivel óptico entre los diferentes nodos de la malla de interconexión. De esta manera, nos encontramos en presencia de las redes enrutadas ópticamente (*Optically Routed Networks (ORN)*). La Fig. B.1 brinda una perspectiva simplificada de las ORN actuales.

Un aspecto de particular importancia en el diseño de una ORN es la minuciosa planificación del orden jerárquico de la red de acuerdo al nivel de tráfico que manejen los nodos. De esta manera, los nodos de menor jerarquía por su bajo tráfico se suman a nodos de mayor jerarquía denominados nodos centrales. Luego, los nodos centrales son enlazados

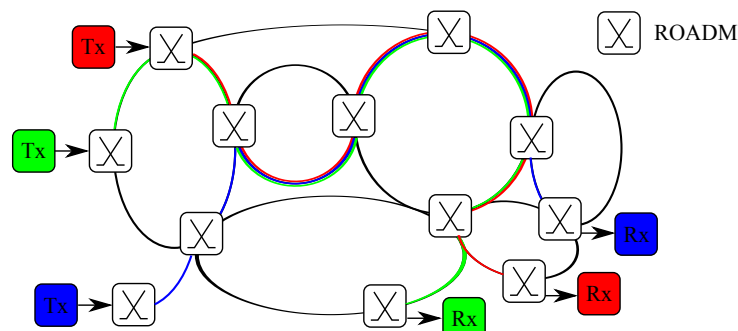


Figura B.1: Estructura de una red enrutada ópticamente (ORN).

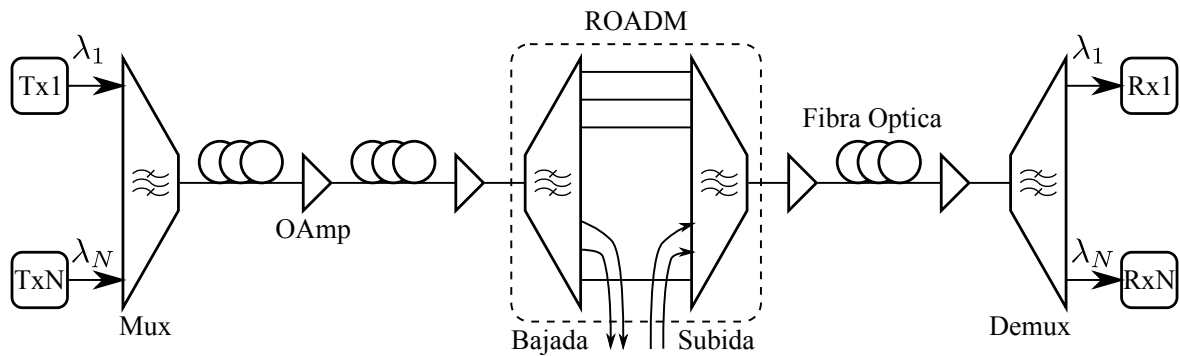


Figura B.2: Estructura de un segmento ORN.

dos para conformar una ORN central al igual que en la Fig. B.1. La granularidad de los canales WDM tiene un importante efecto en el diseño de la ORN, dado que la capacidad de ruteo de los ROADM no puede ser menor que la granularidad de los canales WDM, si se quiere evitar incurrir en costosas conversiones óptico-electrónico-óptico.

Una vez planteado el escenario global, un segmento ONR se puede representar de acuerdo a la Fig. B.2 [62, 12]. Desde la perspectiva del usuario (por ejemplo, Tx1 a Rx1), la ONR es un medio transparente en lo referente a ruteo y asignación de longitud de onda λ . Los usuarios individuales no tienen acceso a otros canales WDM en los extremos Tx y Rx, dado que esto implicaría el intercambio de la totalidad del campo óptico entre todos los *transponders* físicamente separados a grandes distancias. Sin embargo, como se vio en la Fig. B.1, múltiples longitudes de onda pueden compartir el mismo segmento de fibra óptica en su trayecto desde un nodo a otro y producir distorsión entre ellas a causa de mecanismos no lineales como el efecto Kerr. En función de esto y, para hacer más objetivo el análisis, es posible simplificar el enlace al de una sola longitud de onda, al cual se le suma la interferencia de los canales WDM próximos a causa de las no linealidades del medio. Por lo tanto, es posible reorganizar el esquema de la Fig. B.2 como se muestra a continuación en la Fig. B.3, en donde $I(t)$ es el término de interferencia introducido por los canales WDM colindantes y $H_R(f)$ representa el efecto del filtrado pasa banda generado por los multiplexores ópticos en los ROADM.

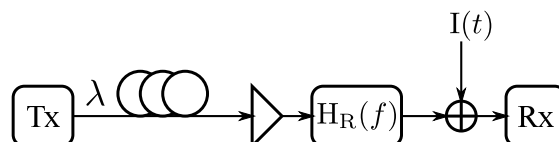


Figura B.3: Estructura general de un enlace de fibra óptica.

B.3. Atenuación por material

La fracción del ancho de banda de la fibra que puede ser utilizada para transmisiones de larga distancia se encuentra en el rango de longitudes de onda de los ~ 1300 a ~ 1700 nm, en donde las pérdidas son consideradas moderadas a bajas, menores a 0.35 dB/Km tal como se puede observar en la Fig. B.4 [62]. Este rango, se corresponde con el ancho de banda total del canal de ~ 54 THz. En implementaciones prácticas, el ancho de banda utilizable se encuentra limitado por el ancho de banda de la tecnología de amplificación, esto es en el orden de 5 a 10 THz como en el caso de los amplificadores EDFA. Sin embargo, es posible utilizar múltiples tecnologías en simultáneo para conformar amplificadores y sistemas de transmisión multibanda.

El nivel de atenuación de la fibra depende principalmente de la pureza del material utilizado en la construcción y de la longitud de onda de luz transmitida, tal como se presentó en la Fig. B.4. En general, las causas de atenuación se clasifican en dos grupos:

- *Atenuación por absorción*: Se debe a impurezas tales como iones metálicos o agua que absorben la luz y la convierten en calor.
- *Atenuación por difusión (scattering)*: Se manifiesta como reflexiones del material, debido a las irregularidades submicroscópicas ocasionadas durante el proceso de fabricación.

Estos fenómenos suelen clasificarse como fenómenos internos debido a que se generan por la constitución interna de la fibra. No obstante, existen factores externos que contribuyen a la atenuación de la señal. Estos son, por ejemplo, los mecanismos utilizados al momento de la instalación de la fibra. El principal factor externo que afecta el desempeño de la fibra son las deformaciones mecánicas, dentro de las cuales, las más destacadas son las curvaturas.

Es posible cuantificar la pérdida total de un enlace de fibra óptica en términos de su longitud. Por lo tanto, para una fibra de longitud L , cuya pérdida en dB por kilómetro es α_{dB} , la pérdida total de la fibra estará determinada por $\alpha_{dB}L$ y por ello la relación entre la potencia transmitida P_T y la potencia recibida P_R obedece a la siguiente ecuación:

$$\alpha_{dB}L = 10 \log_{10} \frac{P_T}{P_R}. \quad (\text{B.1})$$

Despejando la potencia recibida:

$$P_R = P_T 10^{-\frac{\alpha_{dB}L}{10}}. \quad (\text{B.2})$$

Luego, entre la potencia transmitida y la potencia recibida existe una relación exponencial que depende de la atenuación que se produce en la fibra. Los repetidores o

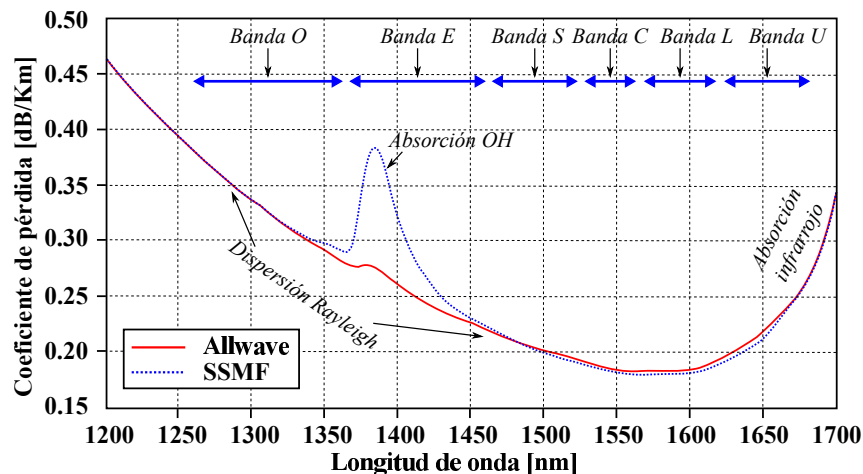


Figura B.4: Dependencia espectral de las pérdidas en la fibra óptica. Fibra monomodo estándar (Standard single-mode fiber SSMF). Fibra con compensación del pico de absorción del agua (Allwave).

amplificadores ópticos incrementan la intensidad de la señal para superar los efectos de atenuación. Esto aumenta, en gran medida, el rango máximo alcanzable de comunicación mejorando el desempeño del sistema.

B.4. Ruido óptico

Al igual que en otros sistemas de comunicación, la presencia de ruido es ineludible e impacta en forma directa en el desempeño del sistema en general. Los sistemas ópticos coherentes poseen diversas fuentes de ruido, algunas de las cuales se mencionarán y desarrollarán a continuación.

Como se verá, a pesar de la diversidad de fuentes de ruido presentes, el ruido de emisión espontánea por amplificación (del Inglés Amplified Spontaneous Emission (ASE)) resulta ser el de mayor influencia en el desempeño del receptor.

B.4.1. Ruido de batido

En comunicaciones ópticas, el término “ruido de batido” se emplea para hacer referencia a la componente de ruido asociada a la señal fotodetectada, que tiene origen en la mezcla o batido de dos campos ópticos, en donde al menos uno de ellos es considerado como un proceso estocástico.

Haciendo referencia a las ecuaciones (2.17) y (2.18), el segundo término de la señal a la salida del demodulador es el término de ruido de batido entre el oscilador láser local y el campo óptico de ruido. Las componentes del ruido de batido generadas por la mezcla de la señal y el campo óptico de ruido y la mezcla del campo óptico de ruido consigo mismo (ver. Ec. (2.15) y (2.16)) son totalmente suprimidos si el detector se encuentra

adecuadamente balanceado. La conversión lineal de campo óptico al régimen eléctrico de la señal de información y el ruido, implica que la estadística del campo óptico de ruido se preserva completamente. En particular, esto significa que un proceso Gaussiano complejo circularmente simétrico en el dominio óptico posee las mismas características estadísticas en el dominio eléctrico (tal es el caso del ruido ASE). Esta transformación lineal, de señal y ruido óptico a señal y ruido en el dominio eléctrico, utilizando un oscilador láser como una referencia de fase perfecta, es el principal factor sobre el cual estriba la demodulación coherente respecto a la detección directa. La demodulación directa mediante uno o más interferómetros de retardo no permite preservar las propiedades de Gaussianidad en el ruido.

La varianza de ruido de batido queda determinada de la siguiente manera (ver [62] para una perspectiva más detallada):

$$\sigma_{bat}^2 = 4S_D^2 N_0 P_{LO} B_e, \quad (\text{B.3})$$

donde S_D^2 es la capacidad de respuesta del fotodiodo, N_0 es la densidad espectral del campo de ruido óptico mientras que P_{LO} y B_e son la potencia óptica del oscilador local y el ancho de banda equivalente del receptor incluyendo conversión optoelectrónica y filtro acoplado, respectivamente.

B.4.2. Ruido de disparo

El ruido de disparo es una manifestación directa de la naturaleza cuántica de la luz y se percibe como una fluctuación de la corriente fotónica detectada inclusive si la fuente del campo óptico es de origen determinístico. El ruido de disparo no puede ser obtenido en forma directa en sistemas de comunicaciones a través de ecuaciones de Maxwell. Su entendimiento requiere al menos un modelo simplificado de la interacción entre la luz y la materia. Por ejemplo, sea P la potencia constante de un láser ideal sin modular una cantidad determinística, la cual idealmente resultará en una fotocorriente constante y también determinística. Sin embargo, si se consideran las características cuánticas de la luz y su interacción, la fotocorriente generada por esta fuente de radiación presentará fluctuaciones aleatorias. En general, la estadística de esta fluctuación es comúnmente aproximada como Poisson con varianza

$$\sigma_{disp}^2 = 2eS_D P B_e, \quad (\text{B.4})$$

en donde e es la carga elemental. Si la potencia óptica varía en el tiempo, como sucede en cualquier sistema de comunicación, el proceso de ruido de disparo también varía en el tiempo y por lo tanto no es estacionario. caso contrario es del ruido de batido que es

totalmente cancelado en el receptor balanceado ideal. El ruido de disparo es generado por la potencia óptica total que alcanza a cada fotodetector. De esta manera, debido a la independencia estadística de la interacción entre luz y materia en los detectores, dichas fluctuaciones se suman estadísticamente. Por lo tanto, la varianza del ruido de disparo se puede expresar como

$$\sigma_{disp}^2 = 2eS_D[|E_s(t) + N(t)|^2 + |E_{LO}(t)|^2]B_e. \quad (\text{B.5})$$

En consecuencia, es posible observar su característica no estacionaria. No obstante, se puede hacer arbitrariamente estacionario el ruido de disparo incrementando la potencia de oscilador local láser, en donde $|E_{LO}(t)| = P_{LO}$ pasa a ser el término dominante. En el límite $P_{LO} \gg P_s, P_N$, donde P_s y P_N representan la potencia del campo óptico de la señal y el ruido respectivamente. Y por lo tanto la Ec. (B.5) se reduce a

$$\sigma_{disp}^2 = 2eS_DP_{LO}B_e. \quad (\text{B.6})$$

Y a su vez, en alta potencia del láser local, el ruido de disparo puede hacerse converger de su naturaleza Poisson a Gaussiana [62].

B.4.3. Influencia del ruido de batido y el ruido de disparo

Una vez definidas las varianzas del ruido de batido y disparo respectivamente, resulta de particular interés considerar la influencia relativa de ambos ruidos. A partir de (B.3) y (B.6) la relación de varianzas es:

$$\begin{aligned} \frac{\sigma_{bat}^2}{\sigma_{disp}^2} &= \frac{4S_D^2 N_0 P_{LO} B_e}{2eS_DP_{LO}B_e} \\ &= \frac{2N_0}{hf} \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Asumiendo que $S_D = e/hf$ es la responsividad de un fotodetector con eficiencia cuántica perfecta y unitaria, h es la constante de Plank y f es la frecuencia óptica. Como se puede observar en (B.7) la relación es independiente de la potencia del oscilador local P_{LO} y el ancho de banda del receptor. Si al mismo tiempo se considera que la distribución de las etapas de amplificación óptica es ideal, la densidad espectral de ruido N_0 dado por $K_T hf \alpha L$. De esta manera, sustituyendo en (B.7) es posible deducir que el ruido de disparo es despreciable cuando $\alpha L \gg 1$ donde α es el coeficiente de atenuación de la fibra óptica y L es la longitud del enlace, condiciones bien satisfechas para cualquier enlace razonable de fibra óptica y que hacen posible despreciar el ruido de disparo en el análisis.

B.4.4. Ruido térmico y electrónico

En la práctica los receptores se encuentran fundamentalmente asociados a ruido térmico como así también a otras fuentes de ruido puramente electrónico, como puede ser el ruido de disparo de un transistor, ruido $1/f$, etc. En general todas estas fuentes, estadísticamente independientes, pueden ser enmarcadas bajo el título de ruido electrónico. Como se vio previamente, la varianza del ruido de disparo como la del ruido de batido se pueden incrementar arbitrariamente eligiendo la potencia del oscilador láser local lo suficientemente grande, haciendo que el ruido electrónico sea despreciable.

B.4.5. Ruido ASE

Como se mencionó en el contexto de la Fig. B.4, el coeficiente de atenuación de la fibra óptica α_{dB} se encuentra en el rango $\sim 0,2 \text{ dB/Km}$ en la región de 1550 nm. Para un enlace de 2000 Km la pérdida acumulada es aproximadamente 400 dB, lo que se traduce en una increíble atenuación de la potencia óptica de alrededor de 10^{40} veces. Claramente, tales niveles de atenuación no pueden ser compensados con valores razonables de potencia transmitida, inclusive dejando de lado el impacto de los efectos no lineales de la fibra. Por lo tanto, es necesario recurrir a alguna técnica de amplificación óptica a lo largo del enlace si se desea evitar costosas conversiones de dominio óptico a electrónico y viceversa, habitualmente denominadas regeneraciones. Sin embargo, los amplificadores ópticos producen, en conjunto con la amplificación de la señal, la amplificación del ruido de emisión espontánea amplificada (ASE).

La emisión espontánea es el resultado de la transición espontánea de un estado de excitación a un estado de baja energía en un medio físico, el cual es seguido de la emisión de un fotón. Al mismo tiempo, la emisión estimulada es responsable de la amplificación del fotón a lo largo del amplificador óptico. Dado que la emisión estimulada tiene lugar en forma aleatoria, cada fotón de la señal que pase a través de un amplificador óptico experimentará un factor de multiplicación aleatorio, sumado a otros fotones en la misma condición. Las fluctuaciones del campo óptico resultantes de la interacción cuántica mecánica se resumen bajo el término de ruido ASE. Afortunadamente, a lo largo de la bibliografía se ha demostrado que el ruido ASE puede ser representado por un campo óptico aleatorio con propiedades de ruido aditivo Gaussiano [62, 29, 98, 99]. Esta equivalencia permite modelar el ruido ASE como un proceso circularmente simétrico Gaussiano por lo que puede ser caracterizado completamente por su función de autocorrelación,

$$E\{N(z, t)N^*(z', t')\} = \frac{N_{ASE}}{L}\delta(z - z')\delta(t - t'), \quad (\text{B.8})$$

donde N_{ASE} es la densidad espectral de potencia del ruido ASE luego de una transmisión

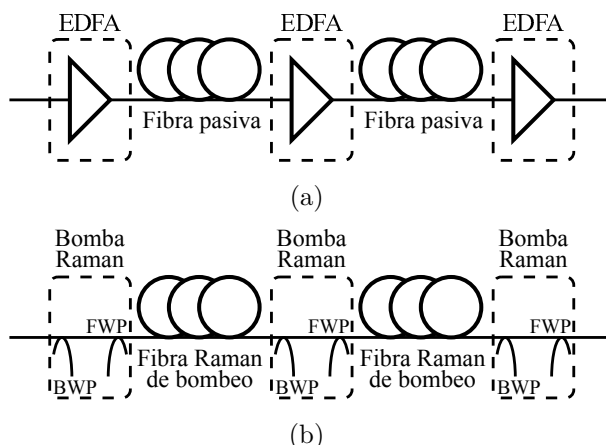


Figura B.5: Esquemas de amplificación basado en: (a) EDFA (b) Raman.

a una distancia L y δ es el funcional de Dirac con parámetros temporal y espacial t y z respectivamente.

Un esquema de amplificación típicamente utilizado en comunicaciones ópticas consiste en la inserción periódica de etapas de amplificación discretas a lo largo del enlace óptico, ver Fig. B.5 (a). En este esquema de amplificación periódica de la señal se utilizan amplificadores EDFA que, por lo general, incluyen aisladores ópticos que permiten la propagación en un solo sentido haciéndolos unidireccionales. La separación típica entre amplificadores EDFA se encuentra en el rango de los 40 Km a 120 Km , dependiendo del tipo de red. Este rango de distancias se corresponde con un rango de atenuación por propagación que va desde ~ 8 dB hasta ~ 24 dB entre etapas de amplificación.

Para mejorar la relación señal a ruido óptica (OSNR) más allá de las capacidades de los amplificadores EDFAS, es posible convertir las características pasivas de la fibra óptica en un medio de amplificación introduciendo bombas de potencia óptica, como se puede apreciar en la Fig. B.5 (b). Este tipo de bomba óptica provee ganancia a lo largo de la fibra a través de un proceso físico denominado esparcimiento estimulado Raman (SRS) evitando la pérdida de potencia de la señal.

La densidad espectral de potencia de ruido por cada estado de polarización para un escenario con amplificación EDFA (N_{ASE}^{EDFA}) al final del enlace compuesto por N_A amplificadores espaciados L_A se encuentra dada de la siguiente manera

$$N_{ASE}^{EDFA} = N_A \left(e^{\alpha L_A} - 1 \right) h f_p n_{sp}, \quad (B.9)$$

donde α es el coeficiente de pérdida de la fibra expresado

$$\alpha = \frac{\alpha_{dB}}{10 \log_{10}(e)}, \quad (B.10)$$

y $n_{sp} \leq 1$ y $h f_p$ son el coeficiente de emisión espontánea y la energía del fotón, respecti-

vamente.

En el caso de la amplificación distribuida Raman (DRA) ideal, donde la ganancia Raman compensa las pérdidas de la fibra continuamente, se mantiene una potencia promedio de la señal constante a lo largo del enlace. La densidad espectral de potencia de ruido (N_{ASE}^{DRA}) se puede derivar a partir de (B.9), considerando $N_A = L/L_A$ donde L es la longitud del enlace y tomando límite para $N_A \rightarrow \infty$, por lo tanto

$$N_{ASE}^{DRA} = \alpha L h f_p K_T, \quad (\text{B.11})$$

donde n_{sp} es reemplazada por el factor de ocupación del phonon $K_T \sim 1.13$ para amplificación Raman [62].

B.4.6. Dispersión doble Rayleigh

En general la dispersión debida al efecto Rayleigh puede ser una importante fuente de pérdidas en la fibra. Sin embargo, esta también puede ser una importante fuente de ruido. Esto es así debido a que una fracción de la señal transmitida se dispersa por efecto Rayleigh, es reflejada y capturada en un modo de propagación de la fibra pero en sentido opuesto al de la señal. A su vez, una fracción de esta luz que se propaga en sentido opuesto se dispersa nuevamente por efecto Rayleigh y es recapturada con la señal y en el mismo sentido de propagación. Este efecto es denominado “double Rayleigh backscatter” (DRB). El DRB se distribuye a lo largo de toda la fibra creando ecos continuos que actúan como interferencia multi camino (MPI) en la señal y debido a que su amplitud y fase no son conocidas se considera el MPI como una fuente de ruido.

La potencia del DRB en una fibra con pérdidas y con un coeficiente de pérdida por efecto Rayleigh α_R está dada por:

$$P_{DRB} = P_{in} (\alpha_R S)^2 \left[\frac{e^{2(g-\alpha)L} - 2(g-\alpha)L - 1}{4(g-\alpha)^2} \right], \quad (\text{B.12})$$

donde P_{in} es la potencia de la señal de entrada a la fibra de longitud L , mientras que S es el coeficiente adimensional de recaptura y dispersión inversa, que define la cantidad de luz dispersa que es recapturada en el modo de propagación para una fibra en particular. Los parámetros g y α representan la ganancia distribuida y las pérdidas de la fibra por unidad de longitud respectivamente, asumidos constantes a lo largo de la fibra.

A partir de (B.12), para amplificación distribuida Raman ideal donde $g \rightarrow \alpha$ es posible obtener

$$P_{DRB} = P_{in} \frac{(\alpha_R S)^2 L^2}{2}. \quad (\text{B.13})$$

Dependiendo de la longitud de la fibra L , la potencia P_{DRB} puede representar una

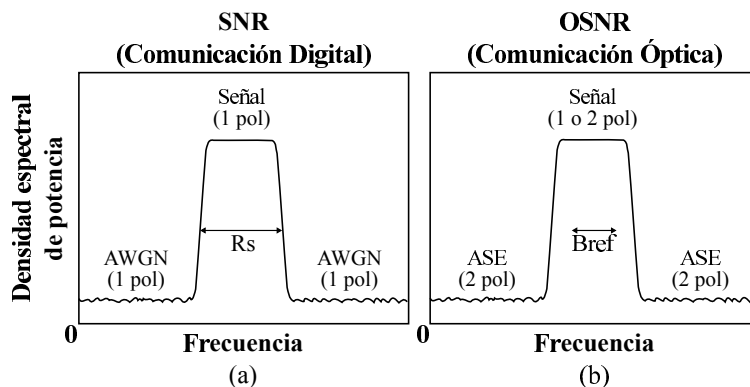


Figura B.6: *Cantidades involucradas en la definición de (a) relación señal a ruido (SNR), (b) relación señal a ruido óptico (OSNR). Ruido aditivo Gaussiano (AWGN).*

fracción significativa de la P_{in} y de esta manera limitar el desempeño de la amplificación Raman con ganancias elevadas. Es importante observar que el DRB depende cuadráticamente de la longitud de la fibra, por lo tanto, el DRB puede ser reducido drásticamente si se insertan aisladores ópticos, dividiendo así el enlace de longitud L en N_{ISO} segmentos de longitud L/N_{ISO} , por lo que (B.13) puede reescribirse como

$$P_{DRB} = P_{in} \frac{(\alpha_R S)^2 L^2}{2N_{ISO}}, \quad (B.14)$$

de modo que, haciendo N_{ISO} suficientemente grande, es posible reducir el DRB a niveles arbitrariamente bajos al igual que su impacto respecto al ruido ASE.

Por estos motivos es posible concluir que el ruido ASE puede ser considerado el ruido fundamental y limitante en el desempeño de los sistemas ópticos de comunicaciones.

B.4.7. Relación señal a ruido óptica

Como en todo sistema de comunicación, resulta conveniente introducir un parámetro de desempeño. En comunicaciones ópticas dicho parámetro de desempeño se define como la relación señal a ruido óptico (OSNR) y se calcula de la siguiente manera:

$$OSNR = \frac{P}{N_{ASE} B_{ref}}, \quad (B.15)$$

en donde P es la potencia total promedio del símbolo de información en una sola polarización, N_{ASE} es la densidad espectral de potencia de ruido ASE dada por (B.9) ó (B.11) y B_{ref} es el ancho de banda de referencia, usualmente establecido en 12.5 GHz , correspondiente a la resolución de ancho de banda de 0.1 nm de los analizadores de espectro óptico en la región de 1550 nm . En la Fig. B.6 se presenta un esquema de las cantidades involucradas en la definición de la OSNR, en comparación con las cantidades correspondientes a la definición de SNR. Tomando como referencia la definición clásica de de SNR

de comunicaciones digitales

$$SNR = \frac{E_s}{N_{ASE}} = \frac{P}{N_{ASE}R_s}, \quad (\text{B.16})$$

donde E_s y $R_s = 1/T$ se definen como la energía del símbolo de información y la tasa de símbolo respectivamente. Sustituyendo (B.16) en (B.15) tenemos,

$$OSNR = SNR \frac{R_s}{B_{ref}}, \quad (\text{B.17})$$

o en decibelios

$$OSNR_{dB} = SNR_{dB} + 10 \log \left(\frac{R_s}{B_{ref}} \right), \quad (\text{B.18})$$

donde la diferencia radica en el factor de normalización B_{ref}

Por lo tanto, la estructura del enlace de la Fig. B.3 se puede reestructurar de la siguiente manera, como en la Fig. B.7

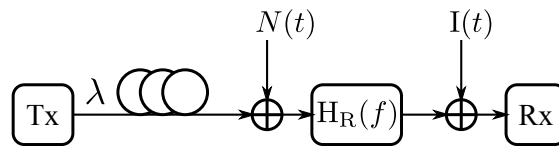


Figura B.7: Estructura general de un enlace de fibra óptica coherente incorporando ruido ASE.

B.5. Filtrado óptico

Existen dos clases de filtros ópticos que afectan la señal en su paso a través de la fibra óptica. Por un lado, se encuentra el proceso de filtrado pasa todo asociado a la dispersión cromática que se origina a partir de la naturaleza dispersiva de la fibra. Mientras que, por otro lado, se encuentra el proceso de filtrado pasa banda propio de los ROADM necesario para separar las rutas individuales en función de la longitud de onda de la luz en las ORN. Ambos tipos de filtrados tienen naturalezas diferentes e impactan de plano en el desempeño del sistema de comunicación óptico.

B.5.1. Dispersión cromática de la fibra

La dispersión cromática (CD) en fibras ópticas monomodo se origina debido a la dependencia espectral del índice de refracción de la fibra. Esta dependencia provoca el ensanchamiento en tiempo del pulso óptico de información y en consecuencia genera interferencia intersímbolo (ISI). Por lo tanto la dispersión cromática limita la distancia máxima de transmisión sin regeneración o compensación [63].

La velocidad con la que la fase de cualquier componente en frecuencia de una onda viaja a lo largo de la fibra es igual a

$$\nu_p(f) = \frac{c}{n + n(f)}, \quad (\text{B.19})$$

donde ν_p es la velocidad de fase de una componente espectral y n es el índice de refracción del material. Como el índice de refracción n es mayor que 1, la velocidad de propagación de la luz en la fibra es inferior a la del vacío. En el caso de las fibras monomodo, las principales causas de dispersión son el material y la dispersión por guía de onda. En el último caso, no toda la luz queda confinada al núcleo de la fibra y parte del campo se propaga sobre el revestimiento que posee un índice de refracción diferente. Mientras que, la dependencia del índice de refracción en la frecuencia es denominado dispersión del material y su impacto en una señal modulada se expresa en la componente de modo de propagación

$$\begin{aligned} \beta(f) &= \frac{2\pi f}{\nu_p(f)} \\ &= [n + n(f)] \frac{2\pi}{c}. \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

La dependencia con la frecuencia de $\beta(f)$ puede ser aproximada en forma polinómica, mediante expansión en series de Taylor,

$$\beta(f) \approx \beta_0 + \beta_1(f - f_0) + \frac{1}{2}\beta_2(f - f_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(f - f_0)^3 + \dots \quad (\text{B.21})$$

donde β_k se define como la k -ésima derivada de β respecto a la frecuencia

$$\beta_k = \left. \frac{\partial^k \beta}{\partial f^k} \right|_{f=f_0} \quad (\text{B.22})$$

En el contexto de la propagación de un pulso en un segmento de fibra óptica, el término β_0 en $[1/Km]$ representa un corrimiento de fase constante, mientras que β_1 en $[ps/Km]$ se corresponde con la velocidad de propagación o grupo de la envolvente del pulso $v_g = 1/\beta_1$. El término de segundo orden β_2 define la aceleración de las componentes espectrales en el pulso, conocido como la dispersión de la velocidad de grupo (GVD) en $[ps^2/Km]$. El término de tercer orden β_3 en $[ps^3/Km]$ es conocido como la pendiente de GVD.

En comunicaciones ópticas es habitual utilizar los términos de dispersión (D) y la pendiente de dispersión (S), que define el cambio de la GVD y la pendiente de la GVD respecto a la longitud de onda respectivamente. Ambos parámetros se relacionan con β_2

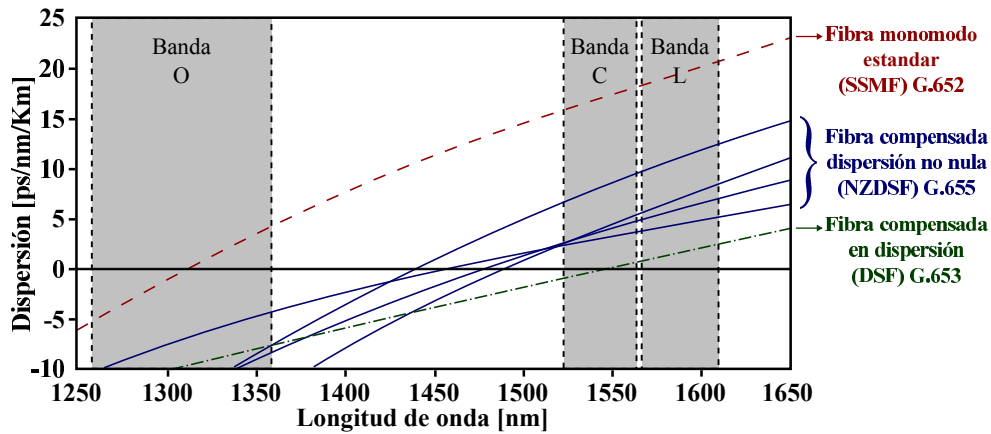


Figura B.8: *Dispersión en función de la longitud de onda de diferentes tipos de fibras ópticas comúnmente empleadas en comunicaciones.*

y β_3 de la siguiente manera:

$$D = \frac{\partial \beta_1}{\partial \lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (\text{B.23})$$

$$S = \frac{\partial D}{\partial \lambda} = \frac{2\pi c}{\lambda^3} (\beta_2 + \frac{\pi c}{\lambda} \beta_3) \quad (\text{B.24})$$

En donde D tiene unidades [ps/nm/Km] y S [ps²/nm/Km]. La longitud de onda en la cual D se hace cero se denomina longitud de onda de cero dispersión (λ_0). Es la longitud de onda en la cual la dispersión por guía de onda y del material poseen igual magnitud pero signos opuestos. Es habitual emplear el término “dispersión cromática” para hacer referencia a la dispersión de la fibra. Sin embargo, esto no es correcto, dado que la dispersión cromática implica que las diferentes componentes espectrales se propagan con diferentes velocidades. La dispersión en la fibra se vincula con la dispersión de la velocidad de grupo y no con la velocidad de grupo de las diferentes componentes espectrales. En la Fig. B.8 se puede observar la variación de la dispersión de la fibra en función de la longitud de onda [63]. Una característica distintiva es que la variación de la dispersión con la frecuencia, como la pendiente de dispersión, puede ser manipulada para no tener dispersión sobre un amplio rango de frecuencias. Sin embargo, por lo general se evita la utilización de la zona de dispersión cero debido a que los efectos de las no linealidades son magnificados dramáticamente.

De acuerdo a esto y retomando el modelo de la Fig. B.7, la dispersión de la fibra se puede introducir como un proceso de filtrado pasa todo y con respuesta en fase dependiente de la frecuencia [29, 63], como en la Fig. B.9.

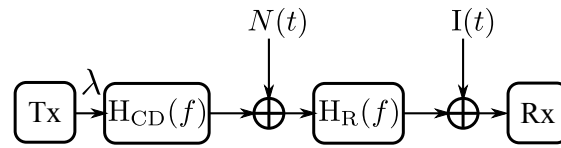


Figura B.9: Segmento ORN simplificado incorporando procesos de filtrado. $H_{CD}(f)$ Término de dispersión cromática. $H_R(f)$ Término de filtrado en el ruteo óptico.

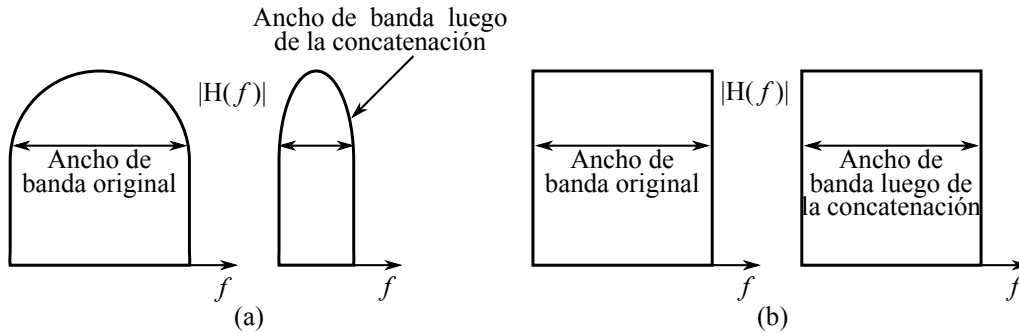


Figura B.10: Efecto de la concatenación de filtros pasa banda : (a) roll-off de amplitud pronunciado (b) filtro óptico idealizado.

B.5.2. Filtrado en el ROADM

El enrutado de canales individuales WDM en una ORN requiere de la utilización de filtros pasa banda ópticos en los ROADM. El número de ROADM necesarios para enrutar una señal desde el extremo transmisor hacia el extremo receptor como en B.1 es variable y por lo tanto una gran cantidad de filtros pasa banda pueden resultar concatenados. Las características del módulo de la respuesta en frecuencia de los filtros empleados afecta el resultado del proceso total de filtrado. Como se puede observar en la Fig. B.10 (a) la caída suave debido al factor de roll-off del filtro puede resultar en un angostamiento espectral considerable. Sin embargo, si la respuesta en frecuencia del filtro es más abrupta Fig. B.10 (b), lo que deja fuera de banda a los canales aledaños, el efecto de angostamiento puede ser evitado. Es necesario aclarar que este tipo de respuesta en frecuencias no es posible de lograr en la práctica debido a su característica no causal. No obstante, es posible obtener aproximaciones eficientes utilizando filtros FIR con retardos moderados con el propósito de alcanzar la causalidad.

Dada la independencia de la dispersión cromática y el filtrado ROADM, es posible conglomerar ambos procesos de filtrado en

$$H(f) = H_{CD}(f)H_R(f). \quad (B.25)$$

Finalmente, el modelo de sistema se puede diagramar como en la Fig. B.11

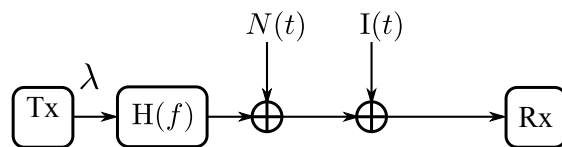


Figura B.11: Segmento ORN simplificado incorporando procesos de filtrado.

B.6. No linealidades de la fibra (Efecto Kerr)

El efecto Kerr recibe el nombre por John Kerr quien en 1875 observó cómo cambiaba el índice de refracción de un medio de transmisión cuando es atravesado por un campo eléctrico, influenciado en ese caso externamente por un campo magnético. En el caso particular de la fibra óptica el campo electromagnético puede alcanzar intensidades del orden de 1 GW/m^2 [62] provocando el cambio del índice de refracción a través del efecto Kerr. En general es posible diferenciar dos tipos de no linealidades Kerr: las instantáneas y las no instantáneas.

B.6.1. No linealidades de Kerr instantáneas

El cambio instantáneo debido al efecto Kerr hace referencia a cambios rápidos del índice de refracción de la fibra en presencia de un campo eléctrico intenso. La propagación del campo eléctrico en presencia de pérdidas, ganancias, no linealidades de Kerr y despreciando dispersión se puede expresar de la siguiente manera

$$\frac{\partial E(z, t)}{\partial z} + \frac{(\alpha - g)}{2} - j\gamma |E(z, t)|^2 E(z, t) = 0. \quad (\text{B.26})$$

El coeficiente de no linealidad es

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_s}{c A_{ef}}, \quad (\text{B.27})$$

donde n_2 es el índice de refracción no lineal, $\omega_s = 2\pi f_s$ es la frecuencia angular óptica, mientras que c y A_{ef} son la velocidad de la luz y el área efectiva de la fibra respectivamente.

La solución exacta a la ecuación (B.26) viene dada por

$$E(z, t) = E(0, t) e^{-\frac{(\alpha-g)}{2}z} e^{j\phi_{NL}(z)}, \quad (\text{B.28})$$

donde la fase no lineal integrada $\phi_{NL}(z)$ se define como

$$\phi_{NL}(z) = \gamma |E(0, t)|^2 L_{ef}(z), \quad (\text{B.29})$$

siendo γ y L_{ef} el coeficiente de no linealidad de la fibra y la longitud efectiva de la fibra

respectivamente

$$L_{ef}(z) = \frac{1 - e^{(g-\alpha)z}}{\alpha - g}, \quad (\text{B.30})$$

con z representando la longitud de la fibra. Cuando las ganancias se compensan exactamente con las pérdidas, esto es cuando $g \rightarrow \alpha$ entonces $L_{ef} \rightarrow z$.

De este modo, la componente de fase no lineal integrada en función de una potencia de señal arbitraria se define

$$\phi_{NL}(z) = \int_0^z \gamma |E(s)|^2 ds. \quad (\text{B.31})$$

B.6.2. No linealidades de Kerr no instantáneas

La componente no instantánea del efecto Kerr provoca la aparición de dos procesos adicionales denominados Brillouin y esparcimiento Raman en donde estos procesos pueden ser espontáneos o estimulados por la presencia de una onda de entrada. Ambos fenómenos pueden ser interpretados como ondas mecánicas de baja frecuencia, para el caso del Brillouin (phonon acústico) y de alta frecuencia para el esparcimiento Raman (phonon óptico).

Uno de los fenómenos más importantes asociados a esparcimiento Brillouin estimulado (SBS) es la amplificación óptica en sentido inverso localizada espectralmente 10 GHz por debajo de las componentes de la señal de información y con un ancho de banda aproximado de 100 MHz . Este tipo de amplificación puede resultar perjudicial para la transmisión, sin embargo existen técnicas que permiten disminuir el efecto en cuestión. También el esparcimiento Raman estimulado (SRS) provoca amplificación óptica con mayor ancho de banda, aproximadamente 10 THz . Ambos efectos son dependientes de la polarización.

B.6.2.1. Esparcimiento Raman estimulado intercanal

En los sistemas de transmisión WDM la ocurrencia de SRS puede darse entre diferentes longitudes de onda del espectro WDM, produciendo la amplificación no homogénea del espectro WDM, esto es, las componentes espectrales de alta frecuencia son disminuidas y las componentes de baja frecuencia son amplificadas. Este tipo de amplificación resulta perjudicial para el desempeño del sistema de comunicación, sin embargo es posible compensar tal desbalance de amplificación aplicando amplificación en sentido inverso o pre-equalización.

La amplificación no homogénea es un efecto promedio de lo provocado por la SRS inter canal. Algunas otras características son variaciones de la potencia y polarización en el tiempo lo que conlleva a variaciones de la ganancia temporales.

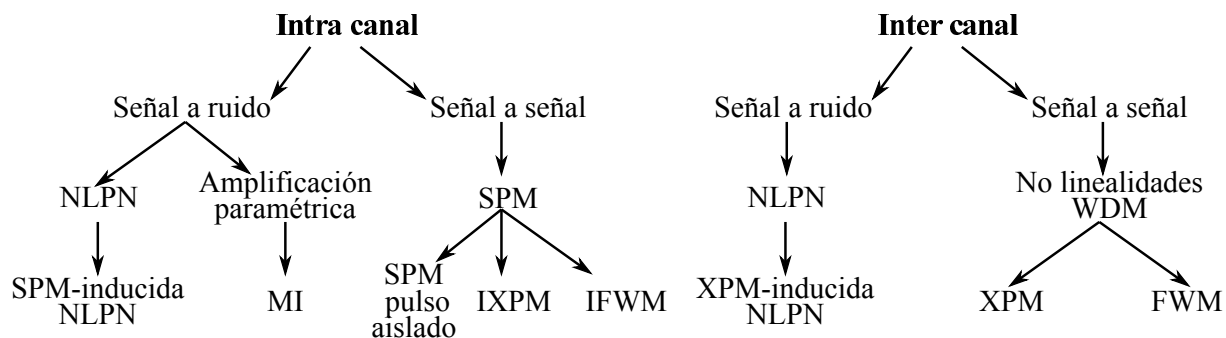


Figura B.12: Descomposición de las no linealidades instantáneas de Kerr. NLPN: ruido de fase no lineal, SPM: auto modulación de fase, NL: no lineal, MI: inestabilidad de modulación, XPM: modulación cruzada de fase, FWM: four-wave mixing, IXPM: XPM intra canal, IFWM: FWM intra canal .

B.7. Propagación en la fibra óptica

La ecuación que describe la evolución del campo óptico $E(z, t)$ y contiene:

- Canales WDM
- Amplificación distribuida Raman ideal
- Ruido ASE

se puede representar por la ecuación diferencial estocástica no lineal de Schrödinger

$$\frac{\partial E}{\partial z} = - \underbrace{\frac{\alpha}{2} E}_{\text{Atenuación}} - j \underbrace{\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}}_{\text{Dispersión}} + \underbrace{\frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial t^3}}_{\text{Pendiente de dispersión}} - \underbrace{j\gamma |E|^2 E}_{\text{No linealidad Kerr}} + \underbrace{jN(z, t)}_{\text{Ruido ASE}}, \quad (\text{B.32})$$

en donde los términos β_2 , β_3 y γ son los generadores de memoria y no linealidades en el canal de fibra óptica. El término $N(z, t)$ representa la generación de ruido ASE para amplificación distribuida Raman ideal.

Las interacciones no lineales que resultan del efecto Kerr instantáneo se pueden clasificar en “intra canal” e “inter canal” y a su vez descomponer en interacción señal a señal, señal a ruido y ruido a ruido. A modo ilustrativo la Fig. B.12 presenta la descomposición en términos elementales de interacción no lineal. Sin embargo, un análisis pormenorizado de tales interacciones queda fuera del foco de la presente Tesis y se recomienda al lector los trabajos [62, 12, 63, 100].

B.8. Compensación de la dispersión e interferencias

Como se mencionó en la sección B.5.1, es posible emplear fibras con coeficientes de dispersión ajustados para diferentes zonas espectrales, lo que permite reducir la dispersión

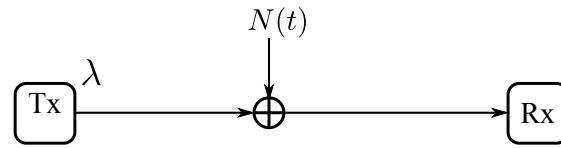


Figura B.13: *Segmento ORN equivalente aplicando compensación electrónica de la dispersión e interferencias.*

acumulada a lo largo del enlace. Sin embargo, la baja dispersión exagera la influencia de los efectos no lineales. Al mismo tiempo, como se mencionó, es posible ajustar el coeficiente de dispersión para efectuar compensación pasiva con segmentos de fibra, habitualmente llamadas fibras de compensación [63].

En el dominio digital es posible aplicar técnicas de procesamiento digital de señales (DSP) para llevar a cabo compensación activa de la dispersión, filtrado óptico pasa banda como así también dispersión por modo de polarización (PMD). Los métodos de ecualización digital o compensación electrónica pueden ser aplicados tanto en el transmisor como en el receptor eficientemente, respectivamente [29, 27, 64, 30, 26].

Otra alternativa es la utilización de la técnica de propagación inversa (del Inglés back-propagation) en el dominio digital para compensar los efectos de la interacción no lineal intra canal como así también los efectos dispersivos (CD) sobre la señal. En ausencia de ruido óptico y filtrado óptico pasa banda es posible efectuar una compensación perfecta. La ecuación de propagación inversa se obtiene de (B.32) igualando a cero el término de ruido ASE y haciendo $z = -z$. Esta técnica puede ser aplicada utilizando técnicas de procesamiento digital de señales indistintamente en el lado receptor o transmisor [62].

En función de lo desarrollado, es posible dotar al transmisor o receptor con las herramientas necesarias para compensar tales efectos dispersivos como así también la interferencia generada por procesos no lineales intra canal. A su vez, las interacciones no lineales sobre la señal no compensadas, se considerarán como una fuente de ruido que limitará la capacidad del enlace [62].

De esta manera, es posible arribar a un modelo de sistema de comunicación óptica coherente realista y que se ajuste, sin pérdida de generalidad, al foco de la presente Tesis. La Fig. B.13 representa el modelo de canal que se considera en lo subsiguiente.

APÉNDICE C

Codigo RTL Verilog

```

1 //                                     -*- Mode: Verilog -*-
2 // Filename           : class_block.v
3 // Description       : Symbols Classification.
4 // Author            : P. Gianni, M. R. Hueda
5 // Created On       : Tue Dec 18 15:52:33 2012
6 // Last Modified By: ...
7 // Last Modified On: ...
8 // Update Count    : 2
9 // Status           : Unknown, Use with caution!
10
11 module class_block
12 #(
13     parameter INPUT_SAMPLES_1 = 5,
14     parameter INPUT_SAMPLES_2 = 11,
15     parameter OUTPUT_SAMPLES = 5,
16     parameter PARALLELISM     = 80
17 )
18 (
19     input [(INPUT_SAMPLES_1*PARALLELISM) - 1 : 0] i_phase, // 80 x 5 bits
20     input [(INPUT_SAMPLES_2*PARALLELISM) - 1 : 0] i_mag, // 80 x 11 bits
21     input [(INPUT_SAMPLES_1) - 1 : 0] i_nco, // 80 x 5 bits
22     output [OUTPUT_SAMPLES*PARALLELISM - 1 : 0] o_samples // 80 x 5 bits
23 );
24
25 localparam RHOL = 11'b10000011000;
26 localparam RHOH = 11'b11010100000;
27 localparam PIO4 = 5'b10000;
28 localparam LSYM = 5'b00111;
29 localparam USYM = 5'b11001;
30
31 wire [OUTPUT_SAMPLES*PARALLELISM - 1 : 0] tmp_o_samples;
32
33 generate
34     genvar ii;
35     for( ii=0; ii<PARALLELISM; ii=ii+1) begin:class_block_gen
36         wire tmp_mag;
37         wire tmp_mag_l;
38         wire tmp_mag_g;
39         wire tmp_ph;
40
41         wire [INPUT_SAMPLES_1-1:0] twos_comp_nco;
42         wire [INPUT_SAMPLES_1-1:0] tmp_calc;
43         wire [1 : 0] opcode;
44
45         assign tmp_mag_l = (i_mag[(ii+1)*INPUT_SAMPLES_2-1 -: INPUT_SAMPLES_2]

```

```

46         >RHOL);
47     assign tmp_mag_g = (i_mag[(ii+1)*INPUT_SAMPLES_2-1 -: INPUT_SAMPLES_2]
48         <RHOU);
49     assign tmp_mag    = (tmp_mag_1)?((tmp_mag_g)?(1'b1):(1'b0) ): (1'b0);
50
51     assign twos_comp_nco = (~i_nco)+{{{(INPUT_SAMPLES_1-1){1'b0}},1'b1};
52
53     assign tmp_calc = i_phase[(ii+1)*INPUT_SAMPLES_1-1 -: INPUT_SAMPLES_1] +
54         twos_comp_nco;
55     assign tmp_ph    = tmp_calc[INPUT_SAMPLES_1-1];
56     assign opcode    = {tmp_mag,tmp_ph};
57
58     assign tmp_o_samples[(ii+1)*OUTPUT_SAMPLES-1 -: OUTPUT_SAMPLES]
59         = (opcode==2'b10)?(LSYM):((opcode==2'b11)?(USYM):(PIO4));
60     end // block: class_block_gen
61 endgenerate
62
63     assign o_samples = tmp_o_samples;
64
65 endmodule // class_block

```

```

1 //                                     -*- Mode: Verilog -*-
2 // Filename           : w_block_adder_tree.v
3 // Description       : Adder tree with register in output samples and
4 //                       input adders row.
5 // Author           : P. Gianni, M. R. Hueda
6 // Created On       : Wed Dec 19 02:13:56 2012
7 // Last Modified By: ...
8 // Last Modified On: ...
9 // Update Count    : 2
10 // Status          : Unknown, Use with caution!
11
12 module w_block_adder_tree
13 #(
14     parameter INPUT_SAMPLES_1 = 5,
15     parameter INPUT_SAMPLES_2 = 13,
16     parameter OUTPUT_SAMPLES = 13,
17     parameter INPUT_LANES = 80
18 )
19 (
20     input [(INPUT_SAMPLES_1*INPUT_LANES) - 1 : 0] i_samples, // 80 x 5 bits
21     input [INPUT_SAMPLES_2 - 1 : 0] i_samples_2, // 13 bits
22     input [INPUT_SAMPLES_2 - 1 : 0] i_samples_3, // 13 bits
23     input i_reset, // 1 bit
24     input clock, // 1 bit
25     output [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] o_samples // 13 bits
26 );
27
28 wire [INPUT_SAMPLES_2 - 1 : 0] ncop;
29 wire [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] twos_comp_i_samples_2;
30 wire [INPUT_SAMPLES_1 - 1 : 0] dif_samples [INPUT_LANES - 1 : 0];
31
32 reg [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] dif_phase_d;
33 reg [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] full_adder;
34 reg [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] tmp_dif_samples;
35
36 integer jj;
37
38 generate
39     genvar ii;
40     //Phase compensation — Combinational path
41     for (ii=0;ii<INPUT_LANES;ii=ii+1) begin: assign_vectot_to_matrix
42         wire [INPUT_SAMPLES_1 - 1 : 0] twos_comp_i_samples_3;
43
44         assign twos_comp_i_samples_3
45             = (~i_samples_3[INPUT_SAMPLES_2 - 3 -: INPUT_SAMPLES_1]) +

```

```

46         {{(INPUT_SAMPLES_1-1){1'b0}},1'b1}};
47     assign dif_samples[ii]
48         = i_samples[(ii+1)*INPUT_SAMPLES_1 - 1 -: INPUT_SAMPLES_1] +
49         twos_comp_i_samples_3;
50     end
51 endgenerate
52
53 //Tree adder — Combinational path
54 always@(*)
55     begin
56         full_adder = {OUTPUT_SAMPLES{1'b0}};
57
58         for(jj=0;jj<INPUT_LANES;jj=jj+1) begin
59             tmp_dif_samples = dif_samples[jj];
60             full_adder      = full_adder + tmp_dif_samples;
61         end
62     end
63 assign twos_comp_i_samples_2 = (~i_samples_2)+
64                                 {{(OUTPUT_SAMPLES-1){1'b0}},1'b1}};
65 assign ncop = full_adder + twos_comp_i_samples_2 + i_samples_3;
66
67 // Output registration
68 always@(posedge clock)
69     begin
70         if(i_reset)
71             begin
72                 dif_phase_d <= {OUTPUT_SAMPLES{1'b0}};
73             end
74         else
75             begin
76                 dif_phase_d  <= ncop;
77             end
78     end // always@ (posedge clock)
79
80 assign o_samples = dif_phase_d;
81
82 endmodule // adder_tree_v2

```

```

1 //                                     -*- Mode: Verilog -*-
2 // Filename           : f_block_adder_tree.v
3 // Description       : Adder tree with register in output samples.
4 // Author           : P. Gianni, M. R. Hueda
5 // Created On       : Tue Dec 18 10:26:03 2012
6 // Last Modified By: ...
7 // Last Modified On: ...
8 // Update Count    : 1
9 // Status           : Unknown, Use with caution!
10
11 module f_block_adder_tree
12 #(
13     parameter INPUT_SAMPLES_1 = 5,
14     parameter OUTPUT_SAMPLES = 13,
15     parameter INPUT_LANES     = 80
16 )
17 (
18     input [(INPUT_SAMPLES_1*INPUT_LANES) - 1 : 0] i_samples, // 80 x 5 bits
19     input                                     i_reset, // 1 bit
20     input                                     clock, // 1 bit
21     output [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] o_samples // 13 bits
22 );
23
24
25 reg [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] full_adder;
26 reg [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] full_adder_d;
27 reg [OUTPUT_SAMPLES - 1 : 0] tmp_i_samples;
28
29
30 integer jj;
31
32 // Tree adder — Combinational path
33 always@(*)
34     begin
35         full_adder = {OUTPUT_SAMPLES{1'b0}};
36
37         for (jj=0;jj<INPUT_LANES;jj=jj+1) begin
38             tmp_i_samples = i_samples [(jj+1)*INPUT_SAMPLES_1 - 1 -:
39                                     INPUT_SAMPLES_1];
40             full_adder = full_adder + tmp_i_samples;
41         end
42     end
43
44 // Output registration
45 always@(posedge clock)

```

```
46   begin
47     if(i_reset)
48       begin
49         full_adder_d <= {OUTPUT_SAMPLES{1'b0}};
50       end
51     else
52       begin
53         full_adder_d  <= full_adder;
54       end
55   end // always@ (posedge clock)
56
57   assign o_samples  = full_adder_d;
58
59 endmodule // f_block_adder_tree
```

```

1 //                                     -*- Mode: Verilog -*-
2 // Filename           : top_typeI_pll.v
3 // Description       : Top level imodule.
4 // Author           : P. Gianni, M. R. Hueda
5 // Created On       : Wed Dec 19 12:52:00 2012
6 // Last Modified By: ...
7 // Last Modified On: ...
8 // Update Count     : 0
9 // Status           : Unknown, Use with caution!
10
11 module top_typeI_pll
12 #(
13     parameter INPUT_SAMPLES_1 = 5,
14     parameter INPUT_SAMPLES_2 = 13,
15     parameter INPUT_SAMPLES_3 = 11,
16     parameter OUTPUT_SAMPLES_1 = 5,
17     parameter OUTPUT_SAMPLES_2 = 13,
18     parameter PARALLELISM      = 80
19 )
20 (
21     input [(INPUT_SAMPLES_1*PARALLELISM) - 1 : 0] i_phase ,
22     input [(INPUT_SAMPLES_3*PARALLELISM) - 1 : 0] i_mag ,
23     input                                     i_reset ,
24     input                                     clock ,
25     output [OUTPUT_SAMPLES_2*PARALLELISM - 1 : 0] o_samples
26 );
27
28 wire [INPUT_SAMPLES_2-1 : 0] nco;
29 wire [INPUT_SAMPLES_1*PARALLELISM-1 : 0] o_uclass_block;
30
31 reg [(INPUT_SAMPLES_1*PARALLELISM) - 1 : 0] phase_d;
32
33
34 class_block #(.INPUT_SAMPLES_1(INPUT_SAMPLES_1), // 5
35              .INPUT_SAMPLES_2(INPUT_SAMPLES_3), // 11
36              .OUTPUT_SAMPLES(OUTPUT_SAMPLES_1), // 5
37              .PARALLELISM(PARALLELISM)) // 80
38   uclass_block (.i_phase(i_phase), // 80 x
39 5 bits
40              .i_mag(i_mag), // 80 x 11 bits
41              .i_nco(nco [INPUT_SAMPLES_2-3 -: INPUT_SAMPLES_1]), //
42 5 bits
43              .o_samples(o_uclass_block)); // 80 x

```



```

43  assign nco = o_samples[PARALLELISM*OUTPUT_SAMPLES_2-1 -: OUTPUT_SAMPLES_2];
44
45  generate
46      genvar                ii ;
47
48      for(ii=1;ii<=PARALLELISM; ii=ii+1) begin:top_conections
49          wire [OUTPUT_SAMPLES_2 - 1 : 0] tmp_o_sample_w_mod;
50          wire [INPUT_SAMPLES_2 - 1 : 0]  f_to_w_block;
51
52          if(ii==1) begin
53              assign f_to_w_block = {{(INPUT_SAMPLES_2-INPUT_SAMPLES_1){1'b0}},
54                                  o_uclass_block[INPUT_SAMPLES_1-1 : 0]};
55              assign o_samples[OUTPUT_SAMPLES_2-1 : 0] = tmp_o_sample_w_mod;
56
57              // First \rho sinchronization respect to the
58              // tree adders registered output.
59              reg [INPUT_SAMPLES_2 - 1 : 0] f_to_w_block_d;
60              always@(posedge clock)
61                  begin
62                      if(i_reset)
63                          f_to_w_block_d <= {INPUT_SAMPLES_2{1'b0}};
64                      else
65                          f_to_w_block_d <= f_to_w_block;
66                  end
67
68              w_block_adder_tree #(.INPUT_SAMPLES_1(INPUT_SAMPLES_1), // 5
69                                  .INPUT_SAMPLES_2(INPUT_SAMPLES_2), // 13
70                                  .OUTPUT_SAMPLES(OUTPUT_SAMPLES_2), // 13
71                                  .INPUT_LANES(ii)) // 1
72              uw_block_adder_tree(.i_samples(phase_d[INPUT_SAMPLES_1-1:0]),
73                                  .i_samples_2(f_to_w_block_d),
74                                  .i_samples_3(nco),
75                                  .i_reset(i_reset),
76                                  .clock(clock),
77                                  .o_samples(tmp_o_sample_w_mod));
78          end
79          else begin
80              f_block_adder_tree #(.INPUT_SAMPLES_1(INPUT_SAMPLES_1), // 5
81                                  .OUTPUT_SAMPLES(OUTPUT_SAMPLES_2), // 13
82                                  .INPUT_LANES(ii)) // 2 to 80
83              uf_block_adder_tree(.i_samples(o_uclass_block[ii*INPUT_SAMPLES_1-1:0]),
84                                  .o_samples(f_to_w_block),
85                                  .i_reset(i_reset),
86                                  .clock(clock));
87
88              w_block_adder_tree #(.INPUT_SAMPLES_1(INPUT_SAMPLES_1), // 5

```

```

89         .INPUT_SAMPLES_2(INPUT_SAMPLES_2), // 13
90         .OUTPUT_SAMPLES(OUTPUT_SAMPLES_2), // 13
91         .INPUT_LANES(ii)) // 2 to 80
92     uw_block_adder_tree(.i_samples(phase_d[ii*INPUT_SAMPLES_1-1:0]),
93         .i_samples_2(f_to_w_block),
94         .i_samples_3(nco),
95         .i_reset(i_reset),
96         .clock(clock),
97         .o_samples(tmp_o_sample_w_mod));
98
99     assign o_samples[ii*OUTPUT_SAMPLES_2-1 -: OUTPUT_SAMPLES_2]
100         = tmp_o_sample_w_mod;
101     end
102 end
103 endgenerate
104
105 // Input registration for W blocks.
106 always@(posedge clock)
107     begin
108         if(i_reset)
109             begin
110                 phase_d <= {(INPUT_SAMPLES_1*PARALLELISM){1'b0}};
111             end
112         else
113             begin
114                 phase_d <= i_phase;
115             end
116         end // always@ (posedge clock)
117
118
119 endmodule // top_typeI_pll

```

APÉNDICE D

Reportes de Síntesis

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

```
1 *****
2 Report   : Summary Report
3 Design   : top_typeI_pll
4 Version  : G-2012.06-SP2
5 Date     : Thu Dec 20 07:40:19 2012
6 *****
7
8 Elapsed time: 0 day(s) 00:28:29 hs
9
10 Frequency clock: 400.0 MHz
11
12
13 Timing Information
14 _____
15 WNS: 0 ns
16 TNS: 0
17 Failing Endpoints: 0
18 Margin: NA ns
19
20
21 Cells Information
22 _____
23 Combinational Cell Count: 86425
24   * Buf/Inv Cell Count: 28415
25 Sequential Cell Count: 2480
26 - - - - -
27 Leaf Cell Count: 88905
28
29
30 Design Area
31 _____
32 Sequential Area: 7962.502450 um2
33 Combinational Area: 140288.398284 um2
34 - - - - -
35 Total Cell Area: 148250.900734 um2
36
37
38 Check Design Summary
39 _____
40 Shorted outputs (LINT-31): 159
41 Constant outputs (LINT-52): 80
42 Nets connected to multiple pins on same cell (LINT-33): 13
43 Unloaded nets (LINT-2): 320
44
45
```

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

Library Usage

Vth Group	Cells	Percentage
-----------	-------	------------

SVT	88905	100.00 %
-----	-------	----------

Vth Group	Area	Percentage
-----------	------	------------

SVT	148250.90	100.00 %
-----	-----------	----------

Counters

Number of Input Ports: 1281

Registered Inputs: N/A

Unregistered Inputs: 1281

Number of Output Ports: 1040

Registered Outputs: 1040

Unregistered Outputs: 0

Number of Clock Ports: 1

Number of Nets in Top: 9876

Number of Hierarchical Nets: 163916

Operating Conditions

Operating Condition Name: ss0p81v0c

Process: 1.00

Temperature: 0.00 C

Voltage: 0.81 V

Paths Summary

Rundir:

/projects/Work/pgianni/IMPLEMENTATION/SYN/synopsys_new/synthesis/adder_tree/
top_typeI_pll/e5_topo_3/dc

Out Data:

/projects/Work/pgianni/IMPLEMENTATION/SYN/synopsys_new/synthesis/adder_tree/
top_typeI_pll/e5_topo_3/dc/./outData

RTL Sources:

/projects/Work/pgianni/IMPLEMENTATION/SYN/synopsys_new/synthesis/adder_tree/
top_typeI_pll/e5_topo_3/dc/./override/verilog_list.lst

Include Path

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

92 | /projects/Work/pgianni/IMPLEMENTATION/SYN/synopsys_new/synthesis/adder_tree/
93 | top_typeI_pll/e5_topo_3/dc/
94 | Results Path:
95 | /projects/Work/pgianni/IMPLEMENTATION/SYN/synopsys_new/synthesis/adder_tree/
96 | top_typeI_pll/e5_topo_3/dc/results_Dec20_06:36:19

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

1 Information: Updating **design** information... (UID-85)

2
3 *****

4 Report : timing

5 -path full

6 -delay max

7 -max_paths 1000

8 Design : top_typeI_pll

9 Version: F-2011.09-SP2

10 Date : Thu Dec 20 08:19:33 2012

11 *****

12
13 * Some/all delay information is back-annotated.

14
15 Operating Conditions: ss0p81v0c Library: tcbn28hpmbwp35ss0p81v0c_ccs

16 Wire Load Model Mode: Inactive.

17
18 Startpoint: i_phase[186]

19 (**input** port clocked by vir_CLOCK)

20 Endpoint: top_conections_54__uf_block_adder_tree/full_adder_d_reg_9__

21 (rising **edge**-triggered flip-flop clocked by CLOCK)

22 Path Group: I2R

23 Path Type: max

24 Point	Incr	Path
25		
26		
27 clock vir_CLOCK (rise edge)	0.00	0.00
28 clock network delay (ideal)	0.00	0.00
29 input external delay	0.50	0.50 f
30 i_phase[186] (in)	0.01	0.51 f
31 uclass_block/i_phase[186] (class_block_INPUT_SAMPLES_15_INPUT_SAMPLES_211		
32 _OUTPUT_SAMPLES5_PARALLELISM80_TTIPLL_0)		
33	0.00	0.51 f
34 uclass_block/U877/ZN (OAI21OPTREPBD1BWP35)	0.04 *	0.55 r
35 uclass_block/U1893/ZN (AOI21OPTREPBD2BWP35)	0.05 *	0.60 f
36 uclass_block/U584/ZN (OAI22OPTPBD4BWP35)	0.04 *	0.64 r
37 uclass_block/U878/Z (XOR2OPTND8BWP35)	0.06 *	0.70 r
38 uclass_block/U615/ZN (IND2XD6BWP35)	0.06 *	0.76 f
39 uclass_block/o_samples[186] (class_block_INPUT_SAMPLES_15_INPUT_SAMPLES		
40 _211_OUTPUT_SAMPLES5_PARALLELISM80_TTIPLL_0)		
41	0.00	0.76 f
42 U10539/Z (BUFFXD12BWP35)	0.07 *	0.83 f
43 U10538/Z (BUFFXD12BWP35)	0.05 *	0.89 f
44 uclass_block/o_samples_186__hfs_netlink_531 (class_block_INPUT_SAMPLES		
45 _15_INPUT_SAMPLES_211_OUTPUT_SAMPLES5_PARALLELISM80_TTIPLL_0)		

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

46		0.00	0.89 f
47	uclass_block/U1470/ZN (INVD12BWP35)	0.04 *	0.93 r
48	uclass_block/o_samples[189] (class_block_INPUT_SAMPLES_15_INPUT_SAMPLES		
49	_211_OUTPUT_SAMPLES5_PARALLELISM80_TTIPLL_0)		
50		0.00	0.93 r
51	U14138/Z (BUFFXD12BWP35)	0.05 *	0.98 r
52	top_conections_54__uf_block_adder_tree/i_samples[189] (f_block_adder_tree		
53	_INPUT_SAMPLES_15_OUTPUT_SAMPLES13_INPUT_LANES54_TTIPLL_0)		
54		0.00	0.98 r
55	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U99/S (FA1D4BWP35)		
56		0.15 *	1.13 f
57	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U83/S (FA1D4BWP35)		
58		0.15 *	1.28 r
59	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U69/S (FA1D4BWP35)		
60		0.14 *	1.42 f
61	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U67/CO (FA1D4BWP35)		
62		0.14 *	1.56 f
63	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U37/S (FA1D4BWP35)		
64		0.15 *	1.71 f
65	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U382/Z (XOR2OPTND4BWP35)		
66		0.05 *	1.77 f
67	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U381/Z (XOR2OPTND4BWP35)		
68		0.05 *	1.82 f
69	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U32/CO (FA1D2BWP35)		
70		0.15 *	1.97 f
71	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U19/S (FA1D4BWP35)		
72		0.15 *	2.11 r
73	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U385/ZN (CKND2BWP35)		
74		0.02 *	2.14 f
75	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U278/ZN (IND2XD1BWP35)		
76		0.02 *	2.15 r
77	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U273/ZN (TPND2D2BWP35)		
78		0.03 *	2.18 f
79	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U384/ZN (ND2OPTPAD4BWP35)		
80		0.02 *	2.21 r
81	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U270/ZN (ND2OPTPAD4BWP35)		
82		0.02 *	2.23 f
83	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U275/ZN (ND2OPTPAD4BWP35)		
84		0.02 *	2.24 r
85	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U380/ZN (ND2OPTPAD2BWP35)		
86		0.02 *	2.26 f
87	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U379/ZN (ND2OPTPAD2BWP35)		
88		0.02 *	2.28 r
89	top_conections_54__uf_block_adder_tree/DP_OP_161J17_126_393_U269/ZN (XNR2OPTND2BWP35)		
90		0.05 *	2.33 r
91	top_conections_54__uf_block_adder_tree/U5/Z (AN2D4BWP35)		

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

92		0.06 *	2.39 r
93	top_conections_54__uf_block_adder_tree/full_adder_d_reg_9_/D (SDFQOPTMAD8BWP35)		
94		0.00 *	2.39 r
95	data arrival time		2.39
96			
97	clock CLOCK (rise edge)	2.50	2.50
98	clock network delay (ideal)	0.00	2.50
99	inter-clock uncertainty	-0.13	2.37
100	top_conections_54__uf_block_adder_tree/full_adder_d_reg_9_/CP (SDFQOPTMAD8BWP35)		
101		0.00	2.37 r
102	library setup time	0.02	2.39
103	data required time		2.39
104			
105	data required time		2.39
106	data arrival time		-2.39
107			
108	slack (MET)		0.00
109			
110			
111	Startpoint: i_phase[310]		
112	(input port clocked by vir_CLOCK)		
113	Endpoint: top_conections_79__uf_block_adder_tree/full_adder_d_reg_11__		
114	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)		
115	Path Group: I2R		
116	Path Type: max		
117			
118	Point	Incr	Path
119			
120	clock vir_CLOCK (rise edge)	0.00	0.00
121	clock network delay (ideal)	0.00	0.00
122	input external delay	0.50	0.50 r
123	i_phase[310] (in)	0.02	0.52 r
124	uclass_block/i_phase[310] (class_block_INPUT_SAMPLES_15_INPUT_SAMPLES_211		
125	_OUTPUT_SAMPLES5_PARALLELISM80_TTIPLL_0)		
126		0.00	0.52 r
127	uclass_block/U1205/ZN (CKND2BWP35)	0.04 *	0.56 f
128	uclass_block/U656/ZN (AOI21OPTREPBD2BWP35)	0.04 *	0.60 r
129	uclass_block/U152/ZN (OAI22OPTPBD4BWP35)	0.04 *	0.64 f
130	uclass_block/U565/ZN (XNR2OPTND6BWP35)	0.07 *	0.72 f
131	uclass_block/U1203/ZN (TPND2D4BWP35)	0.06 *	0.78 r
132	uclass_block/o_samples[312] (class_block_INPUT_SAMPLES_15_INPUT_SAMPLES		
133	_211_OUTPUT_SAMPLES5_PARALLELISM80_TTIPLL_0)		
134		0.00	0.78 r
135	U14793/Z (BUFFXD12BWP35)	0.06 *	0.84 r
136	U14790/Z (BUFFXD12BWP35)	0.06 *	0.90 r
137	top_conections_79__uf_block_adder_tree/i_samples[311] (f_block_adder_tree		

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

138	__INPUT_SAMPLES_15__OUTPUT_SAMPLES13__INPUT_LANES79__TTIPLL_0)		
139		0.00	0.90 r
140	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U365/S (FA1D2BWP35)		
141		0.19 *	1.09 f
142	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U300/S (FA1D2BWP35)		
143		0.15 *	1.24 r
144	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U285/S (FA1D2BWP35)		
145		0.19 *	1.42 f
146	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U278/S (FA1D4BWP35)		
147		0.13 *	1.55 f
148	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U275/CO (FA1D4BWP35)		
149		0.14 *	1.69 f
150	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U206/CO (FA1D4BWP35)		
151		0.15 *	1.84 f
152	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U133/CO (FA1D4BWP35)		
153		0.13 *	1.97 f
154	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U97/S (FA1D2BWP35)		
155		0.08 *	2.06 r
156	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U393/ZN		
157	(ND2OPTPAD1BWP35)		
158		0.03 *	2.09 f
159	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U396/ZN (CKND2BWP35)		
160		0.03 *	2.12 r
161	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U392/ZN		
162	(AOI21OPTPBD2BWP35)		
163		0.03 *	2.15 f
164	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U389/ZN		
165	(OAI21OPTREPBD4BWP35)		
166		0.04 *	2.19 r
167	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U382/ZN		
168	(AOI21OPTREPBD4BWP35)		
169		0.06 *	2.25 f
170	top_conections_79__uf_block_adder_tree/DP_OP_236J10_125_8428_U3/ZN		
171	(OAI21OPTREPBD8BWP35)		
172		0.07 *	2.31 r
173	top_conections_79__uf_block_adder_tree/U7/ZN (ND2OPTPAD6BWP35)		
174		0.04 *	2.36 f
175	top_conections_79__uf_block_adder_tree/U14/ZN (INVD8BWP35)		
176		0.03 *	2.38 r
177	top_conections_79__uf_block_adder_tree/full_adder_d_reg_11_/D (SDFQOPTMAD8BWP35)		
178		0.00 *	2.38 r
179	data arrival time		2.38
180			
181	clock CLOCK (rise edge)	2.50	2.50
182	clock network delay (ideal)	0.00	2.50
183	inter-clock uncertainty	-0.13	2.37

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

184	top_conections_79__uf_block_adder_tree/full_adder_d_reg_11_/CP (SDFQOPTMAD8BWP35)		
185		0.00	2.37 r
186	library setup time	0.02	2.39
187	data required time		2.39
188	<hr/>		
189	data required time		2.39
190	data arrival time		-2.38
191	<hr/>		
192	slack (MET)		0.00
193	Startpoint: top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_1_		
194	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)		
195	Endpoint: top_conections_55__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_12_		
196	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)		
197	Path Group: R2R		
198	Path Type: max		
199			
200			
201	Point	Incr	Path
202	<hr/>		
203	clock CLOCK (rise edge)	0.00	0.00
204	clock network delay (ideal)	0.00	0.00
205	top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_1_/CP (SDFQOPTMAD8BWP35)		
206		0.00	0.00 r
207	top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_1_/Q (SDFQOPTMAD8BWP35)		
208		0.12	0.12 f
209	top_conections_80__uw_block_adder_tree/o_samples [1] (w_block_adder		
210	_tree_h_759_242_666_TTIPLL_0)		
211		0.00	0.12 f
212	U8781/Z (BUFFXD8BWP35)	0.05 *	0.17 f
213	U8756/Z (BUFFXD12BWP35)	0.06 *	0.23 f
214	U8747/Z (BUFFXD8BWP35)	0.06 *	0.29 f
215	top_conections_55__uw_block_adder_tree/i_samples_3_1__hfs_netlink_932		
216	(w_block_adder_tree_h_623_242_751_TTIPLL_0)		
217		0.00	0.29 f
218	top_conections_55__uw_block_adder_tree/U405/Z (CKBD6BWP35)		
219		0.07 *	0.36 f
220	top_conections_55__uw_block_adder_tree/intadd_1541_U4/CO (FA1D1BWP35)		
221		0.15 *	0.51 f
222	top_conections_55__uw_block_adder_tree/intadd_1541_U3/CO (FA1D1BWP35)		
223		0.08 *	0.59 f
224	top_conections_55__uw_block_adder_tree/intadd_1541_U2/CO (FA1D1BWP35)		
225		0.08 *	0.66 f
226	top_conections_55__uw_block_adder_tree/U321/Z (XOR3D1BWP35)		
227		0.13 *	0.79 f
228	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U123/S (FA1D4BWP35)		
229		0.13 *	0.92 r

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

230	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U97/CO (FA1D1BWP35)		
231		0.12 *	1.04 r
232	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U59/S (FA1D1BWP35)		
233		0.16 *	1.21 f
234	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U56/S (FA1D1BWP35)		
235		0.14 *	1.34 f
236	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U51/S (FA1D1BWP35)		
237		0.13 *	1.48 f
238	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U48/S (FA1D1BWP35)		
239		0.14 *	1.61 f
240	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U46/S (FA1D4BWP35)		
241		0.09 *	1.70 r
242	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U45/S (FA1D1BWP35)		
243		0.09 *	1.79 f
244	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U9/CO (FA1D2BWP35)		
245		0.13 *	1.92 f
246	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U8/CO (FA1D2BWP35)		
247		0.06 *	1.98 f
248	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U7/CO (FA1D2BWP35)		
249		0.08 *	2.06 f
250	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U6/CO (FA1D2BWP35)		
251		0.07 *	2.13 f
252	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U5/CO (FA1D2BWP35)		
253		0.06 *	2.19 f
254	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U4/CO (FA1D2BWP35)		
255		0.07 *	2.26 f
256	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U3/CO (FA1D2BWP35)		
257		0.07 *	2.33 f
258	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U311/ZN (CKND2BWP35)		
259		0.02 *	2.35 r
260	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U312/ZN (NR2XD1BWP35)		
261		0.02 *	2.38 f
262	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U315/ZN (MUX2NOPTD2BWP35)		
263		0.04 *	2.42 r
264	top_conections_55__uw_block_adder_tree/DP_OP_392J25_124_3254_U313/ZN (TPND2D2BWP35)		
265		0.03 *	2.45 f
266	top_conections_55__uw_block_adder_tree/U4/ZN (INR2D4BWP35)		
267		0.04 *	2.49 f
268	top_conections_55__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_12_/D (SDFQOPTMAD8BWP35)		
269		0.00 *	2.49 f
270	data arrival time		2.49
271			
272	clock CLOCK (rise edge)	2.50	2.50
273	clock network delay (ideal)	0.00	2.50
274	inter-clock uncertainty	-0.03	2.47
275	top_conections_55__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_12_/CP (SDFQOPTMAD8BWP35)		

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

276		0.00	2.47	r
277	library setup time	0.02	2.49	
278	data required time		2.49	
279	<hr/>			
280	data required time		2.49	
281	data arrival time		-2.49	
282	<hr/>			
283	slack (MET)		0.00	
284				
285				
286	Startpoint: phase_d_reg_6_			
287	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)			
288	Endpoint: top_conections_64__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_12_			
289	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)			
290	Path Group: R2R			
291	Path Type: max			
292				
293	Point	Incr	Path	
294	<hr/>			
295	clock CLOCK (rise edge)	0.00	0.00	
296	clock network delay (ideal)	0.00	0.00	
297	phase_d_reg_6_/CP (SDFQD2BWP35)	0.00	0.00	r
298	phase_d_reg_6_/Q (SDFQD2BWP35)	0.16	0.16	f
299	U10709/Z (CKBD6BWP35)	0.05 *	0.21	f
300	U10703/Z (BUFFXD6BWP35)	0.05 *	0.26	f
301	U10701/Z (BUFFXD8BWP35)	0.05 *	0.31	f
302	U10698/Z (CKBD4BWP35)	0.07 *	0.38	f
303	top_conections_64__uw_block_adder_tree/i_samples [6] (w_block_adder_tree			
304	_h_399_242_209_TTIPLL_0)			
305		0.00	0.38	f
306	top_conections_64__uw_block_adder_tree/U270/ZN (INVD1BWP35)			
307		0.05 *	0.43	r
308	top_conections_64__uw_block_adder_tree/intadd_2080_U4/CO (FA1D1BWP35)			
309		0.13 *	0.56	r
310	top_conections_64__uw_block_adder_tree/intadd_2080_U3/CO (FA1D1BWP35)			
311		0.07 *	0.63	r
312	top_conections_64__uw_block_adder_tree/intadd_2080_U2/S (FA1D1BWP35)			
313		0.09 *	0.72	f
314	top_conections_64__uw_block_adder_tree/U200/ZN (INVD1BWP35)			
315		0.02 *	0.74	r
316	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U191/S (FA1D1BWP35)			
317		0.17 *	0.91	f
318	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U171/S (FA1D1BWP35)			
319		0.14 *	1.05	f
320	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U156/CO (FA1D1BWP35)			
321		0.13 *	1.18	f

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

322	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U94/S (FA1D2BWP35)		
323		0.08 *	1.27 r
324	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U87/S (FA1D1BWP35)		
325		0.16 *	1.43 f
326	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U83/CO (FA1D1BWP35)		
327		0.14 *	1.57 f
328	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U50/S (FA1D4BWP35)		
329		0.14 *	1.70 r
330	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U48/S (FA1D4BWP35)		
331		0.13 *	1.83 f
332	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U9/CO (FA1D2BWP35)		
333		0.13 *	1.96 f
334	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U8/CO (FA1D2BWP35)		
335		0.06 *	2.02 f
336	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U7/CO (FA1D2BWP35)		
337		0.06 *	2.09 f
338	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U6/CO (FA1D2BWP35)		
339		0.06 *	2.15 f
340	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U5/CO (FA1D2BWP35)		
341		0.06 *	2.21 f
342	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U4/CO (FA1D2BWP35)		
343		0.06 *	2.27 f
344	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U3/CO (FA1D2BWP35)		
345		0.07 *	2.34 f
346	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U359/ZN (CKND2BWP35)		
347		0.02 *	2.37 r
348	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U355/ZN (NR2D2BWP35)		
349		0.02 *	2.38 f
350	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U357/ZN (MUX2NOPTD2BWP35)		
351		0.04 *	2.42 r
352	top_conections_64__uw_block_adder_tree/DP_OP_455J26_124_6508_U354/ZN (ND2OPTPAD2BWP35)		
353		0.03 *	2.45 f
354	top_conections_64__uw_block_adder_tree/U13/ZN (INR2D4BWP35)		
355		0.04 *	2.49 f
356	top_conections_64__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_12_/D (SDFQOPTMAD8BWP35)		
357		0.00 *	2.49 f
358	data arrival time		2.49
359			
360	clock CLOCK (rise edge)	2.50	2.50
361	clock network delay (ideal)	0.00	2.50
362	inter-clock uncertainty	-0.03	2.47
363	top_conections_64__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_12_/CP (SDFQOPTMAD8BWP35)		
364		0.00	2.47 r
365	library setup time	0.02	2.49
366	data required time		2.49
367			

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

368	data required time		2.49
369	data arrival time		-2.49
370	<hr/>		
371	slack (MET)		0.00
372	Startpoint: top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_11_		
373	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)		
374	Endpoint: o_samples[1038]		
375	(output port clocked by vir_CLOCK)		
376	Path Group: R2O		
377	Path Type: max		
378	<hr/>		
379	Point	Incr	Path
380	<hr/>		
381	clock CLOCK (rise edge)	0.00	0.00
382	clock network delay (ideal)	0.00	0.00
383	top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_11_/CP (SDFQD1BWP35)	0.00	0.00 r
384	top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_11_/Q (SDFQD1BWP35)	0.28	0.28 f
385	top_conections_80__uw_block_adder_tree/o_samples[11] (w_block_adder_tree		
386	_h_759_242_666_TTIPLL_0)	0.00	0.28 f
387	U9135/Z (CKBD2BWP35)	0.19 *	0.47 f
388	U9122/Z (BUFFXD8BWP35)	0.10 *	0.58 f
389	U9121/Z (BUFFXD8BWP35)	0.07 *	0.65 f
390	U9120/Z (CKBD4BWP35)	0.16 *	0.81 f
391	o_samples[1038] (out)	0.00 *	0.81 f
392	data arrival time		0.81
393	clock vir_CLOCK (rise edge)	2.50	2.50
394	clock network delay (ideal)	0.00	2.50
395	inter-clock uncertainty	-0.13	2.37
396	output external delay	-0.50	1.87
397	data required time		1.87
398	<hr/>		
399	data required time		1.87
400	data arrival time		-0.81
401	<hr/>		
402	slack (MET)		1.06
403	Startpoint: top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_7_		
404	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)		
405	Endpoint: o_samples[1034]		
406	(output port clocked by vir_CLOCK)		
407	<hr/>		
408	Startpoint: top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_7_		
409	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)		
410	Endpoint: o_samples[1034]		
411	(output port clocked by vir_CLOCK)		
412	<hr/>		
413	Startpoint: top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_7_		
	(rising edge -triggered flip-flop clocked by CLOCK)		
	Endpoint: o_samples[1034]		
	(output port clocked by vir_CLOCK)		

APÉNDICE D. REPORTES DE SÍNTESIS

414	Path Group: R20		
415	Path Type: max		
416			
417	Point	Incr	Path
418	<hr/>		
419	clock CLOCK (rise edge)	0.00	0.00
420	clock network delay (ideal)	0.00	0.00
421	top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_7_/CP (SDFQD2BWP35)		
422		0.00	0.00 r
423	top_conections_80__uw_block_adder_tree/dif_phase_d_reg_7_/Q (SDFQD2BWP35)		
424		0.15	0.15 f
425	top_conections_80__uw_block_adder_tree/o_samples[7] (w_block_adder_tree		
426	_h_759_242_666_TTIPLL_0)		
427		0.00	0.15 f
428	U10434/Z (CKBD4BWP35)	0.10 *	0.26 f
429	U10430/Z (CKBD4BWP35)	0.18 *	0.43 f
430	U10427/Z (CKBD4BWP35)	0.13 *	0.57 f
431	U10426/Z (CKBD4BWP35)	0.17 *	0.74 f
432	o_samples[1034] (out)	0.00 *	0.74 f
433	data arrival time		0.74
434			
435	clock vir_CLOCK (rise edge)	2.50	2.50
436	clock network delay (ideal)	0.00	2.50
437	inter-clock uncertainty	-0.13	2.37
438	output external delay	-0.50	1.87
439	data required time		1.87
440	<hr/>		
441	data required time		1.87
442	data arrival time		-0.74
443	<hr/>		
444	slack (MET)		1.13

Bibliografía

- [1] S. Savory, “Coherent detection - why is it back?,” in *Lasers and Electro-Optics Society, 2007. LEOS 2007. The 20th Annual Meeting of the IEEE*, pp. 212–213, Oct. 2007.
- [2] A. Viterbi, “Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 4, pp. 543–551, 1983.
- [3] T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noe, “Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for m -QAM constellations,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, no. 8, pp. 989–999, 2009.
- [4] M. Kuschnerov, K. Piyawanno, M. Alfiad, B. Spinnler, A. Napoli, and B. Lankl, “Impact of mechanical vibrations on laser stability and carrier phase estimation in coherent receivers,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 22, no. 15, pp. 1114–1116, 2010.
- [5] A. Leven, N. Kaneda, U.-V. Koc, and Y.-K. Chen, “Frequency estimation in intradyne reception,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 19, no. 6, pp. 366–368, 2007.
- [6] Z. Tao, L. Li, L. Liu, W. Yan, H. Nakashima, T. Tanimura, S. Oda, T. Hoshida, and J. C. Rasmussen, “Improvements to digital carrier phase recovery algorithm for high-performance optical coherent receivers,” *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. PP, no. 99, pp. 1–9, 2010.

- [7] I. Fatadin and S. Savory, “Compensation of frequency offset for 16-QAM optical coherent systems using QPSK partitioning,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 23, pp. 1246–1248, Sept. 2011.
- [8] M. Taylor, “Phase estimation methods for optical coherent detection using digital signal processing,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, no. 7, pp. 901–914, 2009.
- [9] E. Ip and J. Kahn, “Feedforward carrier recovery for coherent optical communications,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 25, no. 9, pp. 2675–2692, 2007.
- [10] “Cisco visual networking index: Forecast and methodology, 2012–2017 [visual networking index (VNI)].”
- [11] “Cisco global cloud index: Forecast and methodology, 2013–2018.”
- [12] P. Winzer and R.-J. Essiambre, “Advanced optical modulation formats,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, pp. 952–985, 2006.
- [13] “[Online] Disponible: www.fiber.google.com.”
- [14] T. M. M. Nakazawa, K. Kikuchi, *High Spectral Density Optical Communication Technologies*. Springer, 1 ed., Jan. 2010.
- [15] O. Agazzi, M. Hueda, H. Carrer, and D. Crivelli, “Maximum-likelihood sequence estimation in dispersive optical channels,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 23, pp. 749 – 763, Feb. 2005.
- [16] O. Agazzi, M. Hueda, D. Crivelli, H. Carrer, A. Nazemi, G. Luna, F. Ramos, R. Lopez, C. Grace, B. Kobeissy, C. Abidin, M. Kazemi, M. Kargar, C. Marquez, S. Ramprasad, F. Bollo, V. Posse, S. Wang, G. Asmanis, G. Eaton, N. Swenson, T. Lindsay, and P. Voois, “A 90 nm CMOS DSP MLSD transceiver with integrated AFE for electronic dispersion compensation of multimode optical fibers at 10 gb/s,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 2939 –2957, Dec. 2008.
- [17] D. Crivelli, H. Carrer, M. Hueda, N. Swenson, P. Voois, and O. Agazzi, “Architecture and experimental evaluation of a 10Gb/s MLSD-Based transceiver for multimode optical fibers,” in *IEEE International Conference on Communications, 2008. ICC '08*, pp. 452–457, May 2008.
- [18] O. DeLange, “Wide-band optical communication systems: Part ii; frequency-division multiplexing,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 58, pp. 1683–1690, Oct 1970.

- [19] L. Li, Z. Tao, S. Oda, T. Hoshida, and J. Rasmussen, “Wide-range, accurate and simple digital frequency offset compensator for optical coherent receivers,” in *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/N-FOEC 2008. Conference on*, pp. 1–3, feb. 2008.
- [20] J. Kitching, Y. Shevy, J. Iannelli, and A. Yariv, “Measurements of 1/f frequency noise reduction in semiconductor lasers using optical feedback with dispersive loss,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 11, no. 10, pp. 1526–1532, 1993.
- [21] OIF, “Integrable tunable laser assembly msa, optical internetworking forum agreement,” *OIF*, vol. OIF-ITLA-MSA-01.1, Nov. 2005.
- [22] P. Winzer, “Beyond 100G ethernet,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 48, pp. 26–30, July 2010.
- [23] J. R. Barry, D. G. Messerschmitt, and E. A. Lee, *Digital Communication: Third Edition*. Springer, 3rd ed., Sept. 2003.
- [24] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*. Wiley-Interscience, 3 ed., July 2005.
- [25] K. K. Parhi, *VLSI Digital Signal Processing Systems: Design and Implementation*. Wiley-Interscience, Jan. 1999.
- [26] D. Crivelli, M. Hueda, H. Carrer, J. Zachan, V. Gutnik, M. Del Barco, R. Lopez, G. Hatcher, J. Finochietto, M. Yeo, A. Chartrand, N. Swenson, P. Voois, and O. Agazzi, “A 40nm CMOS single-chip 50Gb/s DP-QPSK/BPSK transceiver with electronic dispersion compensation for coherent optical channels,” in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2012 IEEE International*, pp. 328–330, Feb. 2012.
- [27] D. Crivelli, M. Hueda, H. Carrer, M. del Barco, R. Lopez, P. Gianni, J. Finochietto, N. Swenson, P. Voois, and O. Agazzi, “Architecture of a single-chip 50 gb/s dp-qpsk/bpsk transceiver with electronic dispersion compensation for coherent optical channels,” *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 1012–1025, April 2014.
- [28] OIF, “Oif next generation interconnect framework,” *OIF*, vol. OIF-FD-Client-400G-1T-01.0, Apr. 2013.
- [29] D. Crivelli, H. Carter, and M. Hueda, “Adaptive digital equalization in the presence of chromatic dispersion, PMD, and phase noise in coherent fiber optic systems,” in *Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE*, vol. 4, pp. 2545–2551 Vol.4, Dec. 2004.

- [30] M. Kuschnerov, F. Hauske, K. Piyawanno, B. Spinnler, M. Alfiad, A. Napoli, and B. Lankl, “DSP for coherent single-carrier receivers,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, pp. 3614–3622, Aug. 2009.
- [31] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley-Interscience, 2 ed., Aug. 1997.
- [32] N. Stojanovic, Y. Zhao, B. Mao, C. Xie, F. N. Hauske, and M. Chen, “Robust carrier recovery in polarization division multiplexed receivers,” in *Optical Fiber Communication Conference*, OSA Technical Digest, p. OTu2G.3, Optical Society of America, Mar. 2012.
- [33] M. Qiu, Q. Zhuge, X. Xu, M. Chagnon, M. Morsy-Osman, and D. V. Plant, “Simple and efficient frequency offset tracking and carrier phase recovery algorithms in single carrier transmission systems,” *Optics Express*, vol. 21, pp. 8157–8165, Apr. 2013.
- [34] A. Meiyappan, P.-Y. Kam, and H. Kim, “Full-range and rapid-tracking carrier phase and frequency estimator for 16-QAM coherent systems,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, pp. 1–3, Mar. 2013.
- [35] S. Hoffmann, S. Bhandare, T. Pfau, O. Adamczyk, C. Wordehoff, R. Peveling, M. Porrmann, and R. Noe, “Frequency and phase estimation for coherent QPSK transmission with unlocked DFB lasers,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 20, no. 18, pp. 1569–1571, 2008.
- [36] X. Zhou, X. Chen, and K. Long, “Wide-range frequency offset estimation algorithm for optical coherent systems using training sequence,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, pp. 82–84, Jan. 2012.
- [37] H. Leng, S. Yu, X. Li, M. Lan, P. Liao, T. Wang, and W. Gu, “Frequency offset estimation for optical coherent m-QAM detection using chirp z-transform,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, pp. 787–789, May 2012.
- [38] S. Dris, I. Lazarou, P. Bakopoulos, and H. Avramopoulos, “Frequency offset estimation in m-QAM coherent optical systems using phase entropy,” in *2012 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, pp. 1–2, May 2012.
- [39] I. Fatadin, D. Ives, and S. Savory, “Compensation of frequency offset for differentially encoded 16- and 64-QAM in the presence of laser phase noise,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 22, pp. 176–178, Feb. 2010.

- [40] K. Piyawanno, M. Kuschnerov, B. Spinnler, and B. Lankl, “Low complexity carrier recovery for coherent qam using superscalar parallelization,” in *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pp. 1–3, Sept.
- [41] X. Zhou and Y. Sun, “Low-complexity, blind phase recovery for coherent receivers using QAM modulation,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, Mar. 2011.
- [42] Q. Zhuge, M. E. Mousa-Pasandi, X. Xu, B. Chatelain, Z. Pan, M. Osman, and D. V. Plant, “Linewidth-tolerant low complexity pilot-aided carrier phase recovery for m-QAM using superscalar parallelization,” in *Optical Fiber Communication Conference*, OSA Technical Digest, p. OTu2G.2, Optical Society of America, Mar. 2012.
- [43] Q. Zhuge, M. Morsy-Osman, X. Xu, M. E. Mousa-Pasandi, M. Chagnon, Z. A. El-Sahn, and D. V. Plant, “Pilot-aided carrier phase recovery for m-QAM using superscalar parallelization based PLL,” *Optics Express*, vol. 20, pp. 19599–19609, Aug. 2012.
- [44] F. Peng, H. Wymeersch, A. Tan, M. Sjöstrand, P. Johannisson, E. Agrell, P. Andrekson, and M. Karlsson, “Operational regime of symbol-by-symbol phase noise estimation for POLMUX 16-QAM,” in *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pp. 1–3, Sept. 2010.
- [45] I. Fatadin, D. Ives, and S. Savory, “Laser linewidth tolerance for 16-QAM coherent optical systems using QPSK partitioning,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 22, no. 9, pp. 631–633, 2010.
- [46] J. Liu, Y. Li, and G. Li, “A modified carrier phase estimation algorithm for square m-QAM based optical coherent systems,” in *Systems and Informatics (ICSAI), 2012 International Conference on*, pp. 1561–1563, May 2012.
- [47] M. Nazarathy, X. Liu, L. Christen, Y. K. Lize, and A. E. Willner, “Self-coherent multisymbol detection of optical differential phase-shift keying,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 1921–1934, July 2008.
- [48] N. Sigron, I. Zelniker, M. Nazarathy, A. Gershtein, and D. Sadot, “Ultimate single-carrier recovery for coherent detection,” in ., pp. 1–3, IEEE, Mar. 2011.
- [49] N. Sigron, I. Tselniker, and M. Nazarathy, “Carrier phase estimation for optically coherent QPSK based on wiener-optimal and adaptive multi-symbol delay detection (MSDD),” *Optics Express*, vol. 20, pp. 1981–2003, Jan. 2012.

- [50] A. Tolmachev, I. Tselniker, M. Meltsin, I. Sigron, and M. Nazarathy, “Efficient multiplier-free FPGA demonstration of polar-domain multi-symbol-delay-detector (MSDD) for high performance phase recovery of 16-QAM,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, pp. 1–3, Mar. 2013.
- [51] A. Tolmachev, I. Tselniker, M. Meltsin, I. Sigron, D. Dahan, A. Shalom, and M. Nazarathy, “Multiplier-free phase recovery with polar-domain multisymbol-delay-detector,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, pp. 3638–3650, Dec. 2013.
- [52] P. Gianni, H. Carrer, G. Corral-Briones, and M. Hueda, “A novel low-latency parallel architecture for digital PLL with application to ultra-high speed carrier recovery systems,” in *Programmable Logic (SPL), 2011 VII Southern Conference on*, pp. 31–36, Apr. 2011.
- [53] P. Gianni, G. Corral-Briones, C. Rodriguez, H. Carrer, and M. Hueda, “A new parallel carrier recovery architecture for intradyne coherent optical receivers in the presence of laser frequency fluctuations,” in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE*, pp. 1–6, Dec. 2011.
- [54] M. Castrillon, D. Morero, and M. Hueda, “A new cycle slip compensation technique for ultra high speed coherent optical communications,” in *Photonics Conference (IPC), 2012 IEEE*, pp. 175–176, Sept 2012.
- [55] P. Gianni, G. Corral-Briones, C. Rodriguez, and M. Hueda, “Compensation of laser frequency fluctuations and phase noise in 16-QAM coherent receivers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 5, pp. 442–445, 2013.
- [56] P. Gianni, L. Ferster, G. Corral-Briones, and M. R. Hueda, “Efficient parallel carrier recovery for ultrahigh speed coherent QAM receivers with application to optical channels,” *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2013, May 2013.
- [57] W.-C. Ng, A. Nguyen, S. Ayotte, C.-S. Park, and L. Rusch, “Impact of sinusoidal tones on parallel decision-directed phase recovery for 64-QAM,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, pp. 486–489, Mar. 2014.
- [58] W. Ng, A. Nguyen, S. Ayotte, C. Park, and L. Rusch, “Parallel and pipelined decision-directed phase recovery for 64-QAM in the presence of sinusoidal tones,” in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pp. 1–3, Mar. 2014.

- [59] M. A. Castrillón, D. A. Morero, O. E. Agazzi, and M. R. Hueda, “On the performance of joint iterative detection and decoding in coherent optical channels with laser frequency fluctuations,” *Optical Fiber Technology*, vol. 24, pp. 5–14, Aug. 2015.
- [60] D. Morero, M. Castrillon, A. Aguirre, M. Hueda, and O. Agazzi, “Design trade-offs and challenges in practical coherent optical transceiver implementations,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [61] K. Matsuda, H. Bessho, K. Hasegawa, T. Yoshida, and K. Ishida, “A study of laser white and brownian FM noise in coherent QPSK signals,” in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pp. 1–3, Mar. 2014.
- [62] R. Essiambre, G. Kramer, P. Winzer, G. Foschini, and B. Goebel, “Capacity limits of optical fiber networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, 2010.
- [63] D. van den Borne, *Robust Optical Transmission Systems – Modulation and Equalization*. Prentice Hall, 1 ed., Jan. 2008.
- [64] S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver,” *Optics Express*, vol. 15, pp. 2120–2126, Mar. 2007.
- [65] A. Chiba, T. Sakamoto, T. Kawanishi, K. Higuma, M. Sudo, and J. Ichikawa, “75-km smf transmission of optical 16 qam signal generated by a monolithic quad-parallel mach-zehnder optical modulator,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 23, pp. 977–979, July 2011.
- [66] B. E. A. Saleh and M. C. Teich, *Fundamentals of Photonics*. Wiley-Interscience, 2 edition ed., Mar. 2007.
- [67] C. Henry, “Theory of the linewidth of semiconductor lasers,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 259–264, 1982.
- [68] F. Munier, E. Alpman, T. Eriksson, A. Svensson, and H. Zirath, “Estimation of phase noise for qpsk modulation over awgn channels,” in *Proc. GigaHertz 2003 Symp*, pp. 4–5, 2003.
- [69] S. Norimatsu and O. Ishida, “Impact of flicker noise and random-walk noise on a phase-locked loop with finite propagation delay,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 12, no. 1, pp. 86–95, 1994.

- [70] O. Jantsch, “Flicker (1/f) noise generated by a random walk of electrons in interfaces,” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 5, pp. 1100–1115, 1987.
- [71] N. Kasdin, “Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and $1/f^\alpha$ power law noise generation,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, no. 5, pp. 802–827, 1995.
- [72] M. A. Little, P. E. McSharry, S. J. Roberts, D. A. Costello, and I. M. Moroz, “Exploiting nonlinear recurrence and fractal scaling properties for voice disorder detection,” *BioMedical Engineering OnLine*, vol. 6, no. 23, 2007.
- [73] A. B. Uscategui, “El ruido $1/f$,” *Ingeniería*, vol. 5, no. 1, pp. 28–36, 1999.
- [74] M. Iglesias Olmedo, X. Pang, R. Schatz, D. Zibar, I. Tafur Monroy, G. Jacobsen, and S. Popov, “Digital signal processing approaches for semiconductor phase noise tolerant coherent transmission systems,” in *DSP. for COC* (A. K. Srivastava, B. B. Dingel, and A. K. Dutta, eds.), p. 93880A, Feb. 2015.
- [75] S. Norimatsu and K. Iwashita, “PLL propagation delay-time influence on linewidth requirements of optical PSK homodyne detection,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, pp. 1367–1375, Oct. 1991.
- [76] S. Norimatsu and K. Iwashita, “Linewidth requirements for optical synchronous detection systems with nonnegligible loop delay time,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 10, no. 3, pp. 341–349, 1992.
- [77] E. Ip and J. Kahn, “Addendum to “Feedforward carrier recovery for coherent optical communications”,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, no. 13, pp. 2552–2553, 2009.
- [78] R. Noe, “PLL-free synchronous QPSK polarization multiplex/diversity receiver concept with digital I and Q baseband processing,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 17, pp. 887–889, Apr. 2005.
- [79] D.-S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, “Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 24, no. 1, pp. 12–21, 2006.
- [80] S. Savory, A. Stewart, S. Wood, G. Gavioli, M. Taylor, R. Killey, and P. Bayvel, “Digital Equalisation of 40Gbit/s per Wavelength Transmission over 2480km of Standard Fibre without Optical Dispersion Compensation,” in *European Conference on Optical Communications, 2006. ECOC 2006*, pp. 1–2, Sept. 2006.

- [81] K. Kikuchi, M. Fukase, and S.-Y. Kim, “Electronic post-compensation for nonlinear phase noise in a 1000-km 20-Gbit/s optical QPSK transmission system using the homodyne receiver with digital signal processing,” in *Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2007. OFC/NFOEC 2007*, pp. 1–3, Mar. 2007.
- [82] J. Renaudier, G. Charlet, M. Salsi, O. Pardo, H. Mardoyan, P. Tran, and S. Bigo, “Linear Fiber Impairments Mitigation of 40-Gbit/s Polarization-Multiplexed QPSK by Digital Processing in a Coherent Receiver,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 36–42, Jan. 2008.
- [83] C. Fludger, T. Duthel, D. van den Borne, C. Schulien, E.-D. Schmidt, T. Wuth, J. Geyer, E. de Man, G.-D. Khoe, and H. De Waardt, “Coherent Equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for Robust 100-GE Transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 64–72, Jan. 2008.
- [84] X. Zhou, J. Yu, M.-F. Huang, Y. Shao, T. Wang, L. Nelson, P. Magill, M. Birk, P. Borel, D. Peckham, and R. Lingle, “64-Tb/s (640x107-Gb/s) PDM-36qam transmission over 320km using both pre- and post-transmission digital equalization,” in *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*, pp. 1–3, Mar. 2010.
- [85] M. Alfiad, M. Kuschnerov, S. Jansen, T. Wuth, D. van den Borne, and H. De Waardt, “11 224-Gb/s POLMUX-RZ-16qam Transmission Over 670 km of SSMF With 50-GHz Channel Spacing,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 1150–1152, Aug. 2010.
- [86] X. Zhou, J. Yu, M.-F. Huang, Y. Shao, T. Wang, L. Nelson, P. Magill, M. Birk, P. Borel, D. Peckham, R. Lingle, and B. Zhu, “64-Tb/s, 8 b/s/Hz, PDM-36qam Transmission Over 320 km Using Both Pre- and Post-Transmission Digital Signal Processing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, pp. 571–577, Feb. 2011.
- [87] S. Savory, “Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems,” *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, 2010.
- [88] P. Winzer, A. Gnauck, C. Doerr, M. Magarini, and L. Buhl, “Spectrally efficient long-haul optical networking using 112-gb/s polarization-multiplexed 16-QAM,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 28, pp. 547–556, Feb. 2010.
- [89] F. Rice, M. Rice, and B. Cowley, “A New Algorithm for 16qam Carrier Phase Estimation Using QPSK Partitioning,” *Digital Signal Processing*, vol. 12, pp. 77–86, Jan. 2002.

- [90] M. Seimetz, “Performance of coherent optical square-16-QAM-systems based on IQ-transmitters and homodyne receivers with digital phase estimation,” in -, IEEE, Mar. 2006.
- [91] M. Seimetz, “Laser linewidth limitations for optical systems with high-order modulation employing feed forward digital carrier phase estimation,” in *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on*, pp. 1 –3, Feb. 2008.
- [92] H. Louchet, K. Kuzmin, and A. Richter, “Improved DSP algorithms for coherent 16-QAM transmission,” in *Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on*, pp. 1 –2, Sept. 2008.
- [93] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall, 3 edition ed., Aug. 2009.
- [94] T. G. Stockham Jr, “High-speed convolution and correlation,” in *Proceedings of the April 26-28, 1966, Spring joint computer conference*, pp. 229–233, ACM, 1966.
- [95] D. Messerschmitt, “Frequency detectors for PLL acquisition in timing and carrier recovery,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 27, pp. 1288 – 1295, Sept. 1979.
- [96] A. D’Andrea, U. Mengali, and R. Reggiannini, “The modified cramer-rao bound and its application to synchronization problems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp. 1391 –1399, Apr. 1994.
- [97] H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers, Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*. Wiley-Interscience, second ed., Oct. 1997.
- [98] J. P. Gordon, W. H. Louisell, and L. R. Walker, “Quantum fluctuations and noise in parametric processes. ii,” *Phys. Rev.*, vol. 129, pp. 481–485, Jan 1963.
- [99] J. P. Gordon, L. R. Walker, and W. H. Louisell, “Quantum statistics of masers and attenuators,” *Phys. Rev.*, vol. 130, pp. 806–812, Apr 1963.
- [100] G. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. Academic Press, 3 ed., Jan. 2001.