

**BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG  
HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG**



**NGÔ THỊ THU TRANG**

**NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP NÂNG CAO  
HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG**

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT**

Hà Nội - 2021

**BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG  
HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG**



**NGÔ THỊ THU TRANG**

**NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP NÂNG CAO  
HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG**

**Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông**

Mã số: 9.52.02.08

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT**

**NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC**

1. PGS.TS. Bùi Trung Hiếu
2. TS. Nguyễn Đức Nhân

Hà Nội - 2021



## **LỜI CAM ĐOAN**

Tôi cam đoan đây là công trình nghiên cứu của riêng tôi. Các số liệu, kết quả trong luận án là trung thực và chưa từng được công bố trong bất cứ công trình của người nào khác. Các kết quả được đăng tải dưới dạng bài viết chung nhiều tác giả đều đã được các tác giả khác đồng ý cho đưa vào luận án. Tất cả các kế thừa từ nghiên cứu của các tác giả khác đã được chú dẫn rõ ràng.

Nghiên cứu sinh

Ngô Thị Thu Trang

## LỜI CẢM ƠN

Sau thời gian tập trung nghiên cứu, Nghiên cứu sinh đã đạt được những kết quả nhất định trong nghiên cứu của mình. Những kết quả đạt được đó không những từ sự cố gắng, nỗ lực của nghiên cứu sinh, mà còn có sự hỗ trợ và giúp đỡ của các Thầy hướng dẫn, các đồng nghiệp, của đơn vị công tác và gia đình. Nghiên cứu sinh xin được bày tỏ tình cảm của mình trước những hỗ trợ và giúp đỡ này.

Đầu tiên, Nghiên cứu sinh gửi lời biết ơn sâu sắc tới các Thầy hướng dẫn, PGS. TS. Bùi Trung Hiếu và TS. Nguyễn Đức Nhân, đã định hướng nghiên cứu và hướng dẫn Nghiên cứu sinh thực hiện các nhiệm vụ nghiên cứu trong suốt quá trình thực hiện luận án này.

Nghiên cứu sinh trân trọng cảm ơn các Thầy, Cô giáo trong Khoa Viễn thông 1, Khoa Quốc tế và Đào tạo sau đại học và Lãnh đạo Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông đã động viên và tạo điều kiện thuận lợi cho Nghiên cứu sinh trong thời gian làm luận án.

Cuối cùng, Nghiên cứu sinh chân thành cảm ơn gia đình đã luôn là hậu phương, hỗ trợ và động viên Nghiên cứu sinh trong những năm qua.

Hà Nội, tháng 2 năm 2021.

## MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN.....	i
LỜI CẢM ƠN .....	ii
MỤC LỤC.....	iii
BẢNG THUẬT NGỮ VIẾT TẮT .....	vi
BẢNG DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU .....	xii
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ.....	xv
DANH MỤC CÁC BẢNG.....	xviii
PHẦN MỞ ĐẦU .....	1
1. TÍNH CẤP THIẾT CỦA LUẬN ÁN .....	1
2. ĐỐI TƯỢNG, PHẠM VI NGHIÊN CỨU .....	4
3. MỤC TIÊU, NHIỆM VỤ VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU .....	5
4. CÁC ĐÓNG GÓP CỦA LUẬN ÁN .....	6
5. BỐ CỤC CỦA LUẬN ÁN .....	6
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU.....	9
1.1 KỸ THUẬT GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ TRỰC GIAO - OFDM... 9	
1.2 OFDM TRONG TRUYỀN DẪN QUANG.....	10
1.3 HỆ THỐNG IM-DD O-OFDM .....	11
1.3.1 Điều chế cường độ trong các hệ thống OFDM quang .....	12
1.3.2 Tạo tín hiệu OFDM cho điều chế cường độ .....	14
1.3.3 Tách sóng trực tiếp.....	20
1.4 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG ĐẾN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG OFDM QUANG.....	21
1.4.1 Tỷ số công suất đỉnh trên trung bình (PAPR).....	21
1.4.2 Nhiễu pha .....	21
1.4.3 Suy hao .....	22
1.4.4 Tán sắc .....	22

1.4.5 Ảnh hưởng phi tuyến .....	22
1.4.6 Nhiễu phách tại bộ thu .....	32
1.5 CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN.....	34
1.5.1 Các công trình nghiên cứu tại Việt Nam .....	34
1.5.2 Các công trình nghiên cứu trên thế giới.....	34
1.5.3 Nhận xét về các công trình nghiên cứu.....	41
1.6 ĐỀ XUẤT HƯỚNG NGHIÊN CỨU CỦA LUẬN ÁN .....	44
1.7 KẾT LUẬN CHƯƠNG 1 .....	44
CHƯƠNG 2: ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG .....	45
2.1 ĐẶT VẤN ĐỀ .....	45
2.2 HỆ THỐNG O-OFDM WDM ĐIỀU BIẾN CƯỜNG ĐỘ TÁCH SÓNG TRỰC TIẾP .....	47
2.3 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG IM-DD O-OFDM WDM .....	48
2.3.1 Các ảnh hưởng tuyến tính .....	48
2.3.2 Các ảnh hưởng phi tuyến .....	51
2.4 ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG OFDM QUANG.....	56
2.4.1 Biểu thức hiệu năng .....	56
2.3.3 Kết quả đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang .....	57
2.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2 .....	64
CHƯƠNG 3: CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG SỬ DỤNG BỘ NÉN GIÃN.....	65
3.1 ĐẶT VẤN ĐỀ .....	65
3.2 NÉN GIÃN TÍN HIỆU .....	67
3.2.1 Luật nén A .....	68
3.2.2 Nén giãn dựa trên mô hình Rapp .....	71
3.2.2 Cấu trúc hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn.....	75
3.3 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG SỬ DỤNG BỘ NÉN GIÃN TUÂN THEO LUẬT A .....	76

3.4 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG SỬ DỤNG BỘ NÉN GIẢN DỰA TRÊN MÔ HÌNH RAPP .....	82
3.5 KẾT LUẬN CHƯƠNG 3 .....	87
CHƯƠNG 4: CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG DỰA TRÊN KỸ THUẬT TRUYỀN NGƯỢC TRONG MIỀN QUANG .....	89
4.1 ĐẶT VẤN ĐỀ .....	89
4.2 ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP GIẢM THIỂU ẢNH HƯỞNG PHI TUYẾN DỰA TRÊN KỸ THUẬT TRUYỀN NGƯỢC TRONG MIỀN QUANG .....	91
4.2.1 Bộ OBP đề xuất .....	91
4.2.2 Phương pháp tách bước trong miền quang .....	93
4.2.3 Tính toán lý thuyết.....	95
4.3 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG ĐƠN KÊNH SỬ DỤNG BỘ OBP ĐỀ XUẤT .....	100
4.4 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG ĐA KÊNH SỬ DỤNG BỘ OBP ĐỀ XUẤT .....	107
4.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4 .....	112
KẾT LUẬN .....	114
PHỤ LỤC A: PHƯƠNG PHÁP SỐ GIẢI PHƯƠNG TRÌNH SCHRODINGER PHI TUYẾN .....	117
PHỤ LỤC B: CẤU TRÚC CHƯƠNG TRÌNH MÔ PHỎNG HỆ THỐNG IM-DD O-OFDM .....	119
CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC ĐÃ CÔNG BỐ.....	120
TÀI LIỆU THAM KHẢO .....	122

## BẢNG THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
<b>A</b>		
ACO-OFDM	Asymmetrically clipped optical - OFDM	OFDM quang xén không đối xứng
ACE	Active Constellation Extension	Mở rộng chòm sao tích cực
ADC	Analog to Digital Converter	Bộ chuyển đổi tương tự - số
APD	Avalanche Photodiode	Đi-ốt quang thác
AO-OFDM	All optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao toàn quang
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Nhiều phát xạ tự phát được khuếch đại
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiều Gauss trắng cộng
<b>B</b>		
BER	Bit Error Rate	Tỉ lệ lỗi bit
<b>C</b>		
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function	Hàm phân bố tích lũy bù
CO	Coherent	Kết hợp
CO-OFDM	Coherent - Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao kết hợp
CP	Cyclic Prefix	Tiền tố chu kỳ
CW	Continuous Wave	Sóng liên tục
<b>D</b>		
DAB	Digital Audio Broadcasting	Phát thanh số
DAC	Digital-to-Analog Converter	Bộ chuyển đổi số tương tự

DBP	Digital Back Propagation	Truyền ngược trong miền số
DCF	Dispersion Compensated Fiber	Sợi bù tán sắc
DCO-OFDM	Direct Current Offset OFDM	OFDM cộng đại lượng một chiều
DD	Direct Detection	Tách sóng trực tiếp
DFT	Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fourier rời rạc
DPC	Digital Phase Conjugation	Liên hợp pha số
DSB	Double Sideband	Hai dải biên
DSL	Digital Subscriber Line	Đường dây thuê bao số
DSP	Digital Signal Processing	Xử lý tín hiệu số
DVB	Digital Video Broadcasting	Truyền hình số
DVF	Dispersion Varied Fiber	Sợi quang tán sắc biến đổi
<b>E</b>		
EAM	Electro-absorption modulator	Bộ điều chế hấp thụ điện
EAT	Electro-absorption transceiver	Bộ thu phát hấp thụ điện
EB	ExaBytes	$10^{18}$ byte
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	Bộ khuếch đại quang pha Erbium
EM	External Modulator	Bộ điều chế ngoài
EOM	Electro-optic modulator	Bộ điều chế điện quang
EVM	Error Vector Magnitude	Độ lớn véc tơ lỗi
<b>F</b>		
FBG	Fiber Bragg Gratings	Cách tử Bragg sợi
FFT	Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh
FM	Field Modulation	Điều chế trường
FTTC	Fiber to the Curb/ Cabinet	Sợi quang đến tủ thiết bị
FTTH	Fiber to the Home	Sợi quang đến tận nhà

FWM	Four-Wave Mixing	Trộn bốn sóng
<b>G</b>		
GVD	Group Velocity Dispersion	Tán sắc vận tốc nhóm
<b>H</b>		
HNLF	High Nonlinear Fiber	Sợi quang phi tuyến cao
HPA	High Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất lớn
<b>I</b>		
ICI	Inter-Channel Interference	Nhiễu liên kênh
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Hội kỹ sư điện và điện tử
IF	Intermediate Frequency	Tần số trung tần
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh ngược
IL	Interleaver	Bộ xáo trộn
IM-DD	Intensity Modulation –Direct Detection	Điều chế cường độ - tách sóng trực tiếp
IoT	Internet of Things	Internet kết nối vạn vật
IP	Internet Protocol	Giao thức Internet
ISI	Inter Symbol Interference	Nhiễu liên ký hiệu
ITU-T	International Telecommunication Union – Telecommunication	Liên minh Viễn thông quốc tế - Viễn thông
<b>L</b>		
LAN	Local Area Network	Mạng nội bộ
LD	Laser Diode	Diode Laser
LED	Light Emitting Diode	Diode phát quang
LPF	Low Pass Filter	Bộ lọc thông thấp
LR-PON	Long range – Passive Optical Network	Mạng quang thụ động khoảng cách dài



<b>M</b>		
ML	Maximum-likelihood	Khả giống nhất
MPA	Medium Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất trung bình
MSSI	Mid-Span Spectral Inversion	Đảo phổ giữa chặng
MZM	Mach–Zehnder Modulator	Bộ điều chế Mach–Zehnder
<b>N</b>		
NF	Noise Figure	Hình ảnh nhiễu
NFT	Nonlinear Fourier Transform	Biến đổi Fourier phi tuyến
NG-PON2	Next generation – Passive Optical Network 2	Mạng quang thụ động – thế hệ kế tiếp 2
NSE	Nonlinear Schrodinger Equation	Phương trình Schrodinger phi tuyến
NZDSF	Non-zero Dispersion Shifted Fiber	Sợi dịch tán sắc khác không
<b>O</b>		
OBP	Optical Back Propagation	Truyền ngược trong miền quang
OC	Optical Coupler	Bộ ghép quang
OCPR	Optical Clipping Power Ratio	Tỉ số công suất xén quang
ODN	Optical Distribution Network	Mạng phân phối quang
ODSB	Optical Double Sideband	Điều chế hai băng quang
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
O-OFDM	Optical - Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao - quang
OLT	Optical Line Terminal	Kết cuối đường quang
ONU	Optical Network Unit	Khối mạng quang

OPC	Optical phase conjugation	Liên hợp pha quang
OSNR	Optical signal to noise ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu quang
<b>P</b>		
PAPR	Peak to Average Power Ratio	Tỉ số công suất đỉnh trên công suất trung bình
PCTW	Phase Conjugated Twin Waves	Sóng sinh đôi phối hợp pha
PD	Photodiode	Diode quang
PDM	Polarization Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo phân cực
PIN	PIN	Bộ tách sóng quang PIN
PM	Phase Modulator	Bộ điều pha
PM-IM	Phase modulation – Intensity modulation	Điều chế pha – điều chế cường độ
PON	Passive Optical Network	Mạng quang thụ động
PPNL	Periodically Poled Lithium-Niobate	Lithium-Niobate phân cực tuần hoàn
PSD	Power Spectral Density	Mật độ phổ công suất
PSK	Phase Shift Keying	Khoá dịch pha
PRT	Phase Rotation	Quay pha
<b>Q</b>		
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khoá dịch pha cầu phương
<b>R</b>		
RF-OFDM	Radio Frequency - Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao - dải vô tuyến
RoF	Radio over Fiber	Truyền sóng vô tuyến qua sợi quang
<b>S</b>		

SBS	Stimulated Brillouin Scattering	Tán xạ Brillouin kích thích
SDN PON	Software - defined Passive Optical Network	Mạng quang thụ động định nghĩa bằng phần mềm
SMF	Single Mode Fiber	Sợi quang đơn mode
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Bộ khuếch đại quang bán dẫn
S/P	Serial / Parallel	Nối tiếp / Song song
SPM	Self-Phase Modulation	Tự điều chế pha
SRS	Stimulated Raman Scattering	Tán xạ Raman kích thích
SSB	Single Sideband	Một dải băng
SSBI	Signal – Signal Beat Interference	Nhiễu phách tín hiệu – tín hiệu
SSFM	Split Step Fourier Method	Phương pháp Fourier tách bước
<b>T</b>		
TDM	Time Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo thời gian
<b>V</b>		
VLSI	Very Large Scale Integrated	Vi mạch tích hợp rất lớn
<b>X</b>		
XPM	Cross Phase Modulation	Điều chế pha chéo
<b>W</b>		
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo bước sóng
WLAN	Wireless Local Area Network	Mạng cục bộ không dây

## BẢNG DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU

Ký hiệu	Ý nghĩa
$a_{dj}$	Hằng số phân biệt mức đóng góp của FWM lên từng kênh bước sóng
$A$	Hệ số nén
$A_{eff}$	Diện tích hiệu dụng
$B_{DC}$	Điện áp một chiều
$B_o$	Băng thông quang
$B_e$	Băng tần điện
$c$	Vận tốc ánh sáng trong chân không
$C(.)$	Hàm nén
$C^{-1}(.)$	Hàm giải nén
$d_{ji}$	Tham số walk-off
$D$	Hệ số suy biến của FWM
$D_c$	Hệ số tán sắc
$f_j$	Tần số sóng mang quang
$NF$	Hệ số hình ảnh nhiễu của bộ khuếch đại
$G$	Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại quang EDFA
$E$	Trường quang
$E\{.\}$	Kỳ vọng
$I_d$	Dòng tối
$k_B$	Hằng số Boltzmann
$L$	Chiều dài sợi quang
$L_{NL}$	Chiều dài phi tuyến
$L_{eff}$	Chiều dài hiệu dụng
$L_w$	Chiều dài walk-off
$m$	Chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM
$M$	Số bậc điều chế
$M_{FWM}$	Số sóng FWM
$n_0$	Chỉ số chiết suất

$n_2$	Chi số chiết suất phi tuyến
$n_{non}^c$	Nhiều tuyến tính tăng thêm do nén
$n_{lin}^c$	Nhiều phi tuyến tăng thêm do nén
$N$	Số sóng mang con của tín hiệu OFDM
$N_{IFFT/FFT}$	Kích thước bộ IFFT/FFT
$N_0$	Mật độ phổ công suất nhiễu trắng
$P_{ASE}$	Công suất nhiễu ASE
$P_{OFDM}$	Công suất tín hiệu OFDM
$P_{OC}$	Công suất sóng mang quang
$q$	Điện tích điện tử
$Q(\cdot)$	Hàm Q
$R_b$	Tốc độ bit
$R$	Hệ số đáp ứng của photodiode
$s_n$	Tín hiệu OFDM trong miền thời gian
$s_n^c$	Tín hiệu OFDM sau nén
$S_{ASE}$	Mật độ phổ công suất nhiễu ASE
$T_0$	Khoảng thời gian truyền một gói
$T_s$	Chu kỳ ký hiệu
$v_g$	Vận tốc nhóm
$V_\pi$	Điện áp nửa sóng của MZM
$X_l(k)$	Kí hiệu thứ $l$ được gán trên sóng mang con thứ $k$ của tín hiệu OFDM
$W$	Số lượng bước sóng của hệ thống WDM
$\alpha$	Tham số độ mịn
$a_{sat}$	Tham số mức bão hòa
$\alpha_f$	Hệ số suy hao của sợi quang
$\beta$	Hằng số lan truyền
$\Delta\beta$	Hệ số phối hợp pha
$\epsilon_0$	Hằng số điện môi trong chân không
$\gamma$	Hệ số phi tuyến
$\Gamma$	Hệ số không hoàn hảo của MZM

$\lambda$	Bước sóng
$\Delta\lambda$	Khoảng cách kênh theo bước sóng
$\eta$	Hiệu suất hiệu ứng FWM
$\eta_{OCPR}$	Tỉ số công suất xén quang
$p_i$	Hàm đa thức của $\eta_{OCPR}$
$\varphi_j$	Độ lệch pha phi tuyến
$\chi^{(j)}$	Độ cảm phi tuyến bậc $j$

## DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Hình 1.1: Phân loại hệ thống OFDM quang.....	11
Hình 1.2: Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM.....	12
Hình 1.3: Phương pháp điều chế trực tiếp.....	13
Hình 1.4: Phương pháp điều chế gián tiếp sử dụng MZM.....	13
Hình 1.5: Sơ đồ khối bộ phát DCO-OFDM [87].....	15
Hình 1.6: Sơ đồ khối bộ phát ACO-OFDM.....	17
Hình 1.7: Sơ đồ khối bộ phát Flip [94].....	18
Hình 1.8: Khung con âm và khung con dương của tín hiệu Flip-OFDM.....	18
Hình 1.9: Sơ đồ khối bộ thu Flip [94].....	18
Hình 1.10: Nguyên lý tách sóng trực tiếp tín hiệu OFDM quang [18].....	20
Hình 1.11. Hàm truyền đạt của bộ MZM: theo trường quang (a) và theo công suất (b).....	23
Hình 1.12: Phân loại các hiệu ứng phi tuyến trong sợi quang.....	25
Hình 1.13: Một số thành phần FWM của hệ thống O-OFDM WDM 3 kênh [118].	31
Hình 1.14: Phân tích phổ của tín hiệu OFDM quang tại phía thu khi sử dụng giải pháp tách sóng trực tiếp [4].....	32
Hình 1.15. Hệ thống OFDM quang bù phi tuyến sử dụng OPC [81].....	35
Hình 1.16. Giải pháp bù phi tuyến sử dụng xung pilot [81].....	39
Hình 1.17. Giải pháp bù phi tuyến sử dụng phương pháp quang điện [15].....	41
Hình 2.1: Mô hình hệ thống O-OFDM WDM điều chế cường độ tách sóng trực tiếp.....	48
Hình 2.2: Ảnh hưởng của từng hiệu ứng phi tuyến lên hai loại sợi khác nhau.....	58
Hình 2.3: BER phụ thuộc vào công suất quang của một kênh bước sóng.....	58
Hình 2.4: BER phụ thuộc vào chiều dài sợi quang.....	60
Hình 2.5: BER phụ thuộc vào chỉ số điều chế.....	61
Hình 2.6: BER phụ thuộc vào độ lợi EDFA.....	63
Hình 3.1. Hàm truyền đạt của luật A và luật $\mu$ .....	69

Hình 3.2. Hàm phân bố tích lũy bù (CCDF) theo PAPR của tín hiệu OFDM khi sử dụng luật A. ....	70
Hình 3.3. Biểu đồ của các tín hiệu OFDM không nén và sau nén với 256-IFFT và 64-QAM.....	70
Hình 3.4. Đặc tuyến truyền đạt của luật nén theo mô hình Rapp (chuẩn hoá theo đầu ra).....	71
Hình 3.5. Đặc tuyến truyền đạt của luật nén theo mô hình Rapp (chuẩn hoá theo đầu vào).....	72
Hình 3.6. Dạng sóng của tín hiệu OFDM trước nén và sau nén.....	73
Hình 3.7. Hàm phân bố tích lũy bù (CCDF) theo PAPR của tín hiệu OFDM khi sử dụng luật nén theo mô hình Rapp.....	74
Hình 3.8. Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn.....	76
Hình 3.9. BER phụ thuộc vào tham số nén của luật A và luật $\mu$ (chiều dài sợi $L = 80\text{km}$ , công suất quang phát $P_0 = 13\text{dBm}$ ).....	78
Hình 3.10. Mật độ phổ công suất của tín hiệu OFDM không nén và có nén. ....	78
Hình 3.11. Giảm độ chòm sao của tín hiệu OFDM có nén với tham số nén $A = 2$ và $A = 5$ . ....	79
Hình 3.12. BER phụ thuộc vào tham số chỉ số điều chế khi sử dụng luật A.....	80
Hình 3.13. BER phụ thuộc vào công suất thu quang khi sử dụng luật A.....	81
Hình 3.14. BER phụ thuộc vào công suất quang đầu vào khi sử dụng luật A.....	81
Hình 3.15. BER phụ thuộc vào tham số độ mịn $\alpha$ .....	83
Hình 3.16. BER phụ thuộc vào tham số mức bão hoà.....	83
Hình 3.17. BER phụ thuộc vào công suất quang đầu vào khi sử dụng mô hình Rapp .....	84
Hình 3.18. BER phụ thuộc vào tham số chỉ số điều chế khi sử dụng mô hình Rapp .....	85
Hình 3.19. BER phụ thuộc vào công suất thu quang trong trường hợp nối trực tiếp .....	86
Hình 4.1. Sơ đồ bộ OBP đề xuất. ....	92



Hình 4.2. Công suất FWM phụ thuộc vào hệ số K.....	98
Hình 4.3. Công suất FWM phụ thuộc khoảng cách kênh.....	99
Hình 4.4. Công suất FWM phụ thuộc hệ số tán sắc khi khoảng cách kênh là: a) 12,5 GHz, b) 25 GHz.....	100
Hình 4.5. Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng OBP.....	101
Hình 4.6. BER phụ thuộc vào công suất quang đầu vào đoạn SMF tại các giá trị công suất bơm khác nhau. ....	103
Hình 4.7. a) Phổ tín hiệu liên hợp phức tại đầu ra OPC và giản đồ chòm sao tín hiệu OFDM tại phía thu khi công suất đầu vào OPC là -6 dB .....	104
Hình 4.7. b) Phổ tín hiệu liên hợp phức tại đầu ra OPC và giản đồ chòm sao tín hiệu OFDM tại phía thu khi công suất đầu vào OPC là 10 dB .....	104
Hình 4.7. c) Phổ tín hiệu liên hợp phức tại đầu ra OPC và giản đồ chòm sao tín hiệu OFDM tại phía thu khi công suất đầu vào OPC là 30 dB .....	105
Hình 4.8. BER phụ thuộc công suất quang đầu vào đoạn SMF ứng với công suất tại OBP khác nhau. ....	106
Hình 4.9. BER phụ thuộc công suất quang đầu vào đoạn SMF ở hệ thống không có OBP, chỉ bù tán sắc và có OBP. ....	106
Hình 4.10. Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM WDM có sử dụng OBP.....	108
Hình 4.11. BER phụ thuộc vào công suất của mỗi kênh WDM tại đầu vào SMF với các khoảng cách kênh khác nhau.....	109
Hình 4.12. a) BER phụ thuộc tán sắc sợi SMF trong trường hợp có OBP tại các khoảng cách kênh khác nhau .....	110
Hình 4.12. b) BER phụ thuộc tán sắc sợi SMF trong trường hợp sử dụng và không sử dụng OBP với khoảng cách kênh 25 GHz. ....	111
Hình 4.12. c) BER phụ thuộc tán sắc sợi SMF trong trường hợp sử dụng và không sử dụng OBP với khoảng cách kênh 50 GHz. ....	111
Hình A.1: Sơ đồ các bước của phương pháp SSFM đối xứng .....	118
Hình B.1. Diễn giải chương trình mô phỏng hệ thống IM-DD O-OFDM. ....	119

**DANH MỤC CÁC BẢNG**

Bảng 1.1: So sánh các phương pháp tạo tín hiệu OFDM cho điều chế cường độ.....	19
Bảng 1.2. Các giải pháp bù ảnh hưởng phi tuyến.....	43
Bảng 2.1. Hằng số $a_d, j$ .....	55
Bảng 2.2. Tham số hệ thống.....	57
Bảng 3.1. Tham số hệ thống IM-DD O-OFDM mô phỏng sử dụng bộ nén giãn.....	77
Bảng 3.2. So sánh kết quả nghiên cứu.....	87
Bảng 4.1. Tham số hệ thống IM-DD O-OFDM mô phỏng sử dụng bộ OBP đề xuất . .....	101

## PHẦN MỞ ĐẦU

### 1. TÍNH CẤP THIẾT CỦA LUẬN ÁN

Sự gia tăng mạnh mẽ về các dịch vụ băng rộng phục vụ cho các ứng dụng đa phương tiện, trò chơi trực tuyến, dịch vụ nội dung số, IoT (Internet of Things), ... đòi hỏi về dung lượng của hệ thống truyền thông không ngừng tăng lên theo cấp số nhân trong những năm gần đây. Theo dự báo của Cisco VNI, lưu lượng IP (Internet Protocol) toàn cầu sẽ tăng gấp ba lần vào năm 2022, đạt mức 396 EB/ tháng so với mức 122 EB/ tháng ở năm 2017 [28]. Để đáp ứng với yêu cầu lưu lượng toàn cầu như trên, tốc độ truyền dẫn của một kết nối quang phải đạt tới Tb/s, vì thế đặt ra thách thức lớn cho các hệ thống truyền dẫn quang về phần cứng của hệ thống như bộ phát, bộ thu, bộ khuếch đại, sợi quang, ... và cả các kỹ thuật xử lý tín hiệu quang, kỹ thuật điều chế, kỹ thuật ghép kênh để tối đa hiệu quả băng thông. Từ năm 2006, với việc chuẩn hoá luồng số tốc độ 100 Gb/s của IEEE và ITU-T, mạng truyền dẫn quang ứng dụng công nghệ ghép đa kênh bước sóng và chuyển mạch gói đã đem đến sự phát triển vượt bậc về dung lượng và cấu hình hệ thống, cho phép mạng viễn thông được “quang hoá” khắp mọi nơi. Kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing) được đề xuất như là hướng nghiên cứu cơ bản cho mạng truyền dẫn quang tốc độ cao không dây và qua sợi trong nhiều năm gần đây [6, 92, 93, 147, 148] do có nhiều ưu điểm vượt trội. Ưu điểm thứ nhất là nâng cao hiệu quả sử dụng băng tần hệ thống quang do kỹ thuật OFDM không cần băng tần bảo vệ và cho phép phổ tần các sóng mang con được chồng lấn lên nhau, đồng thời trên từng sóng mang con sử dụng các giải pháp điều chế đa mức, điều chế pha (M-QAM, M-PSK) [41]. Ưu điểm thứ hai là khả năng chống nhiễu giao thoa giữa các ký tự (ISI - Inter-Symbol Interference) gây ra bởi tán sắc sợi quang hoặc fading của kênh truyền không dây nhờ việc giảm tốc độ bit trên mỗi kênh con cho phép tạo ra độ rộng xung đủ lớn và việc chèn thêm tiền tố chu trình (CP - Cycle Prefix) không mang thông tin. Do vậy, kỹ thuật OFDM quang cho phép giảm thiểu được ảnh hưởng của việc giãn xung khi truyền dẫn. Ưu điểm thứ ba là tận dụng những tiến bộ trong kỹ thuật xử lý tín hiệu số (DSP - Digital Signal

Processing), tín hiệu OFDM quang được tạo ra trong miền số giúp giải quyết được những thách thức về duy trì tính trực giao và nhạy cảm với nhiễu pha khi thực hiện trong miền quang [79, 98], đồng thời làm giảm độ phức tạp và giá thành của hệ thống, mở ra xu hướng mới cho các mạng quang điều khiển bằng phần mềm dựa trên DSP [55, 68, 82].

Kỹ thuật OFDM kết hợp sử dụng các kỹ thuật điều chế băng gốc có hiệu quả sử dụng phổ cao được đề xuất triển khai trong các hệ thống truyền dẫn quang dung lượng lớn tách sóng coherent [128] và tách sóng trực tiếp [54, 91]. Đến nay, nhiều nhóm nghiên cứu đã công bố hàng loạt các kết quả thực nghiệm cho hệ thống truyền dẫn quang ứng dụng OFDM có dung lượng đạt tới nhiều Tb/s [29, 61], với tốc độ truyền dẫn trên mỗi kênh bước sóng đạt tới hàng trăm Gb/s và hiệu suất phổ lên tới 11 bit/s/Hz [21, 32, 119]. Với các kết quả thực nghiệm có giá trị này, việc triển khai thương mại hoá các hệ thống OFDM quang nhằm đáp ứng yêu cầu về hiệu suất phổ cao và cấu trúc mạng linh hoạt của các mạng quang trong tương lai là hoàn toàn khả thi.

Để đáp ứng những thách thức đặt ra về băng thông cũng như chất lượng truyền dẫn cho các dịch vụ băng rộng đang ngày một gia tăng hiện nay, mạng viễn thông đòi hỏi dung lượng lớn không chỉ ở mạng đường trục mà còn tại ngay các mạng truy nhập. Mạng quang thụ động (PON - Passive Optical Network) là một kiến trúc mạng truy nhập sợi quang có khả năng cung cấp dung lượng vượt trội với giá thành hợp lý và triển khai linh hoạt [42]. Tốc độ truyền dẫn của PON hiện đã được chuẩn hoá ở 10 Gbit/s cho đường lên và đường xuống, tuy nhiên, con số này được kỳ vọng nhanh chóng tăng lên 100 Gbit/s vào năm 2025 [31]. Kỹ thuật OFDM là một trong số các giải pháp hứa hẹn cho PON thế hệ sau do không chỉ giải quyết bài toán về mật độ dung lượng mà còn dễ dàng tương thích với các mạng dịch vụ băng rộng đang được triển khai hiện nay. Kỹ thuật OFDM hiện được ứng dụng trong hàng loạt các mạng băng rộng tín hiệu điện, bao gồm cả có dây và không dây, điển hình như đường dây thuê bao số xDSL (Digital Subscriber Line), hệ thống phát thanh (DAB - Digital Audio Broadcasting), truyền hình số độ phân giải cao (DVB - Digital Video

Broadcasting), LAN IEEE 802.11a/g, IEEE 802.16, trong mạng thông tin di động 4G LTE (LongTerm Evolution) [54, 116], mạng truyền thông sử dụng cáp điện [143], mạng vô tuyến nhận thức [27], mạng quang không dây [99, 102] hoặc sử dụng sợi đa mode [59, 96]. OFDM-PON có thể đảm nhiệm vai trò của các mạng cung cấp đường dây thuê bao riêng tốc độ rất cao đến tận người dùng (FTTH - Fiber to the Home), hoặc đóng vai trò là các liên kết backhaul cho các mạng di động 5G sử dụng giải pháp FTTC (Fiber to the Curb). Hơn nữa, OFDM-PON hỗ trợ tốt khả năng phân bổ băng thông linh hoạt cho từng người dùng, do vậy sẽ cải thiện đáng kể hiệu suất sử dụng phổ tần trong các mạng truy nhập.

Một trong số các thách thức lớn nhất của kỹ thuật OFDM khi ứng dụng trong truyền dẫn quang đó là giá trị công suất đỉnh so với giá trị công suất trung bình, tức tỉ số PAPR (Peak - to - Average Power Ratio) lớn, dẫn đến ảnh hưởng phi tuyến trở thành giới hạn chính đối với các hệ thống OFDM quang [105, 142]. Công suất đỉnh tín hiệu OFDM lớn sẽ gây ra ảnh hưởng phi tuyến tại bộ phát, bộ thu và trên sợi quang. Các mạng đường trục yêu cầu công suất tín hiệu quang lớn để đảm bảo truyền dẫn đi xa, trong khi các PON yêu cầu công suất tín hiệu quang truyền dẫn lớn để phục vụ được nhiều khối mạng quang (ONU - Optical Network Unit) cùng một lúc. Nguyên nhân là trong cấu trúc PON, tín hiệu từ một bộ kết cuối đường quang (OLT - Optical Line Terminal) tại phía nhà cung cấp được chia tới nhiều ONU đặt tại phía khách hàng thông qua các sợi quang và bộ tách/ghép thụ động. Gần đây, các PON dung lượng cao, khoảng cách lớn đang trở thành giải pháp tiềm năng cho xu hướng hội tụ cấu trúc mạng truy nhập với mạng đô thị cũng như kết nối backhaul cho các mạng thông tin di động 5G. Vì thế, yêu cầu mở rộng dải công suất phát để bù được suy hao trên sợi và suy giảm do bộ chia công suất/ bộ tách bước sóng quang dẫn đến ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến trong PON là không thể bỏ qua. Ngoài ra, ảnh hưởng nhiễu pha sinh ra do sự thẳng giáng pha ngẫu nhiên của nguồn quang laser cũng gây ảnh hưởng nghiêm trọng đến hiệu năng hệ thống OFDM quang, nhất là trong trường hợp ảnh hưởng tán sắc của hệ thống không được bù hoàn toàn [109, 144]. Vì thế, việc nghiên cứu đề xuất các giải pháp giảm thiểu

ảnh hưởng của các yếu tố tác động lên hệ thống nhằm nâng cao hiệu năng cho các hệ thống OFDM quang là hết sức cần thiết. Xuất phát từ các phân tích trên, nghiên cứu sinh đã quyết định chọn đề tài “**Nghiên cứu giải pháp nâng cao hiệu năng hệ thống OFDM quang**” cho Luận án Tiến sĩ của mình.

## 2. ĐỐI TƯỢNG, PHẠM VI NGHIÊN CỨU

Đối tượng nghiên cứu của luận án này là các hệ thống truyền dẫn quang có ứng dụng ghép kênh theo tần số trực giao.

Ghép kênh và tách kênh theo tần số trực giao được thực hiện tại miền điện nhờ các bộ xử lý tín hiệu số tại phía phát và phía thu, riêng rẽ. Luồng tín hiệu đầu vào nối tiếp được phân thành nhiều đoạn song song, mỗi đoạn được gán vào một sóng mang con và ghép thành tín hiệu tổng. Nhờ vậy, độ rộng xung tín hiệu được tăng lên hay tốc độ bit trên đường truyền được giảm đi. Sau đó, tín hiệu tổng này được điều chế lên sóng mang quang và truyền đi. Tại phía thu, quy trình ngược lại được thực hiện để tạo lại tín hiệu đầu vào.

Một hệ thống truyền dẫn quang đơn kênh bao gồm khối phát, sợi quang và khối thu. Các hệ thống truyền dẫn quang đa kênh có nhiều khối phát, trong đó nguồn quang ở mỗi khối có bước sóng khác nhau, nhiều khối thu và dùng chung một sợi quang. Với các hệ thống truyền dẫn quang thông thường, ảnh hưởng của suy hao và tán sắc là rất quan trọng. Trong khi đó, ảnh hưởng của méo phi tuyến và của các hiệu ứng phi tuyến lại có tầm quan trọng quyết định với các hệ thống ghép kênh theo tần số trực giao quang.

Trong cả hai lĩnh vực nghiên cứu khá rộng là ghép kênh theo tần số trực giao và truyền dẫn quang, luận án tập trung nghiên cứu trong phạm vi áp dụng ghép kênh theo tần số trực giao cho các hệ thống truyền dẫn quang điều chế cường độ - tách sóng trực tiếp. Điều chế cường độ - tách sóng trực tiếp là kỹ thuật ra đời từ rất sớm và hiện được ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống truyền dẫn quang. Với cấu trúc bộ phát và bộ thu khá đơn giản, điều chế cường độ - tách sóng trực tiếp rất thích hợp cho mạng truy nhập, đặc biệt với PON. Mong muốn có những đề xuất góp phần đẩy nhanh ứng dụng các hệ thống truyền dẫn OFDM quang vào thực tế, nghiên cứu

sinh quan tâm nhiều hơn đến mạng truy nhập, nơi mà sớm có thể có những sản phẩm do Việt Nam chế tạo. Với định hướng này, luận án tập trung cho các giải pháp nhằm ứng dụng cho PON thế hệ tiếp theo.

Một trong các tham số hiệu năng quan trọng của các hệ thống truyền dẫn quang là tỉ lệ lỗi bit (BER - Bit Error Rate), được xác định tại đầu ra bộ thu, là tỉ số giữa số bit thu bị lỗi trên tổng số bit được phát đi trong một khoảng thời gian đủ lớn. Tham số BER sẽ được sử dụng như một yếu tố chính trong các khảo sát nhằm đánh giá hiệu quả cải thiện hiệu năng của các hệ thống truyền dẫn OFDM quang ở từng giải pháp đề xuất trong luận án. Cùng với đó, mô phỏng Monte-Carlo được lựa chọn để đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang về mặt tỉ số lỗi bit (BER) và tham số này được xác định dựa trên cơ sở lấy mẫu ngẫu nhiên lặp lại.

### **3. MỤC TIÊU, NHIỆM VỤ VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU**

Mục tiêu chính của luận án này là nghiên cứu để đề xuất được giải pháp cải thiện hiệu năng cho các hệ thống truyền dẫn quang ghép kênh theo tần số trực giao. Đặc điểm của hệ thống truyền dẫn quang ghép kênh theo tần số trực giao là có tỉ số công suất đỉnh trên công suất trung bình lớn, gây ra méo phi tuyến và gia tăng ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến đến tín hiệu quang truyền dẫn trong hệ thống. Tìm kiếm các giải pháp để giảm thiểu tỉ số công suất đỉnh trên công suất trung bình, các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng của méo và của các hiệu ứng phi tuyến, từ đó cải thiện hiệu năng của các hệ thống truyền dẫn quang ghép kênh theo tần số trực giao là hướng nghiên cứu được lựa chọn để đạt được mục tiêu của luận án.

Để có thể đạt được mục tiêu của luận án, nghiên cứu sinh đã xây dựng các nhiệm vụ cụ thể cho quá trình nghiên cứu của mình. Trước tiên là việc nghiên cứu để nắm chắc, hiểu sâu sắc về ghép kênh theo tần số trực giao, truyền dẫn quang, các hệ thống truyền dẫn quang ghép kênh theo tần số trực giao và những kết quả nghiên cứu tiêu biểu liên quan đến vấn đề này. Tiếp theo là đề ra các hướng, từ đó xây dựng giải pháp cải thiện hiệu năng cho các hệ thống truyền dẫn quang ghép kênh theo tần số trực giao. Trên cơ sở các giải pháp xây dựng, hiệu quả cải thiện hiệu năng sẽ được khảo sát, kiểm chứng dựa trên công cụ mô phỏng, từ đó chọn ra các

giải pháp có tính khả thi và phù hợp. Do trong nước chưa có đủ điều kiện để tiến hành thực nghiệm, các kết quả khảo sát để đánh giá hiệu quả của các giải pháp chỉ dựa trên mô phỏng, vì thế, xây dựng mô hình cho phép đánh giá chính xác hơn các tác động xấu, đặc biệt là ảnh hưởng của đồng thời méo và các hiệu ứng phi tuyến, là một nhiệm vụ phụ thêm trong quá trình thực hiện luận án này.

#### 4. CÁC ĐÓNG GÓP CỦA LUẬN ÁN

Luận án đã xây dựng được mô hình giải tích đánh giá ảnh hưởng tổng thể của các yếu tố tác động đến từ tất cả các thành phần của hệ thống tại bộ phát, trên sợi truyền dẫn và tại bộ thu lên hiệu năng hệ thống OFDM quang điều chế cường độ tách sóng trực tiếp. Các kết quả đạt được là tiền đề cho việc đề xuất hai giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang, cũng chính là hai đóng góp quan trọng của luận án.

*Thứ nhất* là đề xuất giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong miền số sử dụng bộ nén giãn, gồm theo luật A và dựa trên mô hình Rapp. Các giải pháp này cho phép giảm PAPR của tín hiệu OFDM, giúp làm giảm ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến tại bộ phát và của sợi quang lên hiệu năng của hệ thống.

*Thứ hai* là đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang dựa trên kỹ thuật truyền ngược trong miền quang. Giải pháp này cho phép giảm thiểu ảnh hưởng của cả hai hiệu ứng tán sắc và phi tuyến trên sợi, cho phép cải thiện rõ rệt hiệu năng của hệ thống OFDM quang điều chế cường độ tách sóng trực tiếp.

Ngoài ra, việc tổng hợp nghiên cứu lý thuyết đã được trình bày trong luận án về OFDM quang với những cập nhật mới nhất cũng sẽ giúp ích cho những người đang và sẽ quan tâm nghiên cứu để đẩy nhanh ứng dụng của các hệ thống truyền dẫn OFDM quang.

#### 5. BỐ CỤC CỦA LUẬN ÁN

Nội dung của luận án được trình bày trong bốn chương, bao gồm:

**Chương 1, Tổng quan về vấn đề nghiên cứu**, trình bày về kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao và triển khai trong truyền dẫn quang. Cùng với



đó, hiệu năng và các tham số ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống OFDM quang cũng được trình bày. Tiếp theo, các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang được tổng hợp, phân tích. Từ phân tích các kết quả nghiên cứu đã khảo sát, nghiên cứu sinh đề xuất hướng nghiên cứu trong thực hiện luận án.

### **Chương 2 có tiêu đề “Đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang”.**

Trong chương này, việc xây dựng được mô hình giải tích đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang dưới ảnh hưởng của tổng thể các yếu tố tác động đến từ các thành phần của hệ thống được thực hiện. Các yếu tố tác động này gồm nhiễu xén tại bộ tạo tín hiệu OFDM, nhiễu ASE, nhiễu phi tuyến gây bởi các hiệu ứng phi tuyến trên sợi và nhiễu tại bộ tách sóng quang. Xác định mức độ ảnh hưởng của từng yếu tố là cơ sở cho việc đề xuất các giải pháp, cũng đồng thời để xây dựng công cụ đánh giá chính xác hơn trong khảo sát hiệu năng hệ thống OFDM quang. Kết quả nghiên cứu của Chương 2 về khảo sát hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM WDM dưới ảnh hưởng của nguồn nhiễu phi tuyến và các nguồn nhiễu tuyến tính của hệ thống đã được công bố trong một báo cáo tại hội nghị quốc tế SOICT 2016 [C1] và một bài báo trên Tạp chí Điện tử và truyền thông 2017 [J1].

**Chương 3, Cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang sử dụng bộ nén giãn**, trình bày đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng sử dụng các bộ nén giãn dựa trên luật A và dựa trên mô hình Rapp nhờ giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến cho hệ thống IM-DD O-OFDM. Giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong miền số để dàng tích hợp trong các khối tạo/ tách tín hiệu OFDM trong miền số của hệ thống truyền dẫn quang. Đánh giá hiệu năng hệ thống sử dụng bộ nén giãn được thực hiện dựa trên phân tích lý thuyết và kiểm chứng bằng mô phỏng Monte-Carlo. Kết quả nghiên cứu về cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn dựa trên luật A đã được công bố trong 01 bài báo đăng tại hội thảo ATC 2018 [C3]. Kết quả nghiên cứu về cải thiện hiệu năng hệ thống sử dụng bộ nén giãn dựa trên mô hình Rapp đã được công bố trong 01 bài báo trên tạp chí quốc tế ISI [J3].

**Chương 4, Cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang dựa trên kỹ thuật truyền ngược trong miền quang**, trình bày một đóng góp khác của luận án, đó là đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM dựa trên kỹ thuật truyền ngược trong miền quang. Giải pháp cải thiện hiệu năng trong miền quang phù hợp cho cả hệ thống đơn kênh và đa kênh. Khối thiết bị đề xuất khá đơn giản, có chi phí không cao do chỉ sử dụng các phần tử quang có sẵn trong thực tế như sợi quang phi tuyến lớn (HNLF), cách tử Bragg sợi (FBG) và ống dẫn sóng phi tuyến lần lượt đóng vai trò như phần tử phi tuyến, phần tử tán sắc và môi trường liên hợp pha. Bộ OBP đề xuất được đặt tại phía phát thay vì tại phía thu, đáp ứng được yêu cầu thiết kế của các mạng truy nhập quang thế hệ mới. Mô hình giải tích phân tích hiệu năng hệ thống có sử dụng giải pháp cải thiện hiệu năng đề xuất dưới ảnh hưởng của các tham số vật lý cụ thể được thực hiện và sau đó được kiểm chứng dựa trên mô phỏng Monte-Carlo. Kết quả nghiên cứu của chương này đã được công bố tại hội nghị khoa học về Thông tin và Khoa học máy tính lần thứ tư (NICS 2017) [C2], tạp chí Khoa học Đại học Quốc gia Hà Nội: Toán - Lý [J2] và tạp chí Khoa học Công nghệ thông tin và Truyền thông [J4].

Cuối cùng là tóm tắt các kết quả nghiên cứu của luận án và đưa ra các hướng nghiên cứu tiếp theo.

## CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU

*Chương 1 trình bày về kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao và triển khai trong truyền dẫn quang. Cùng với đó, hiệu năng và các tham số ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống OFDM quang đã được nêu ra. Các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang được tổng hợp, phân tích theo miền thực hiện, bao gồm giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong miền điện, trong miền quang và cả trong hai miền quang, điện. Từ phân tích các kết quả nghiên cứu đã khảo sát, nghiên cứu sinh đề xuất hướng nghiên cứu trong thực hiện luận án.*

### 1.1 KỸ THUẬT GHEP KÊNH PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ TRỰC GIAO - OFDM

Trong kỹ thuật OFDM, băng tần tổng được phân chia thành  $N$  băng tần tổng cho  $N$  kênh, mỗi kênh sử dụng một sóng mang con và  $N$  sóng mang con này trực giao với nhau [129]. Kỹ thuật OFDM không cần băng tần bảo vệ, cho phép tăng hiệu quả sử dụng băng tần. Để đảm bảo trực giao,  $N$  sóng mang con trong OFDM phải có tần số như sau  $f_k = k/T_{sym}$  với  $k = 0, 1, \dots, N-1$  và  $T_{sym}$  là chu kỳ của tín hiệu OFDM. Trong các hệ thống OFDM, để tăng cường hơn nữa hiệu quả sử dụng phổ tần, các phương pháp điều chế M-PSK (Phase Shift Keying), M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), ... được sử dụng để điều chế chuỗi bit dữ liệu lên các sóng mang con. Giả sử chuỗi bit ban đầu có tốc độ  $R_b$  lớn, chu kỳ bit  $T_s$  tương ứng rất nhỏ. Chuỗi bit này sau khi đưa vào điều biến PSK/QAM được chuyển đổi thành  $N$  chuỗi dữ liệu song song và gán lên  $N$  sóng mang con. Đặt  $X_l[k]$  là biểu diễn cho kí hiệu thứ  $l$  được gán trên sóng mang con thứ  $k$  của tín hiệu OFDM, với  $k = 0, 1, \dots, N-1$  và  $l = 0, 1, \dots, \infty$ , khi đó chu kỳ của kí hiệu sẽ tăng lên là  $NT_s$ , đúng bằng chu kỳ tín hiệu OFDM,  $T_{sym} = NT_s$ . Lúc này, tín hiệu OFDM tổng dưới dạng tương đương thông thấp sẽ là [129]

$$x(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} \quad (1.1)$$

Biểu thức (1.1) cho thấy  $x(t)$  biểu diễn dạng sóng tín hiệu OFDM trong miền thời gian liên tục tại đầu ra bộ DAC (Digital to Analog Converter), thu được

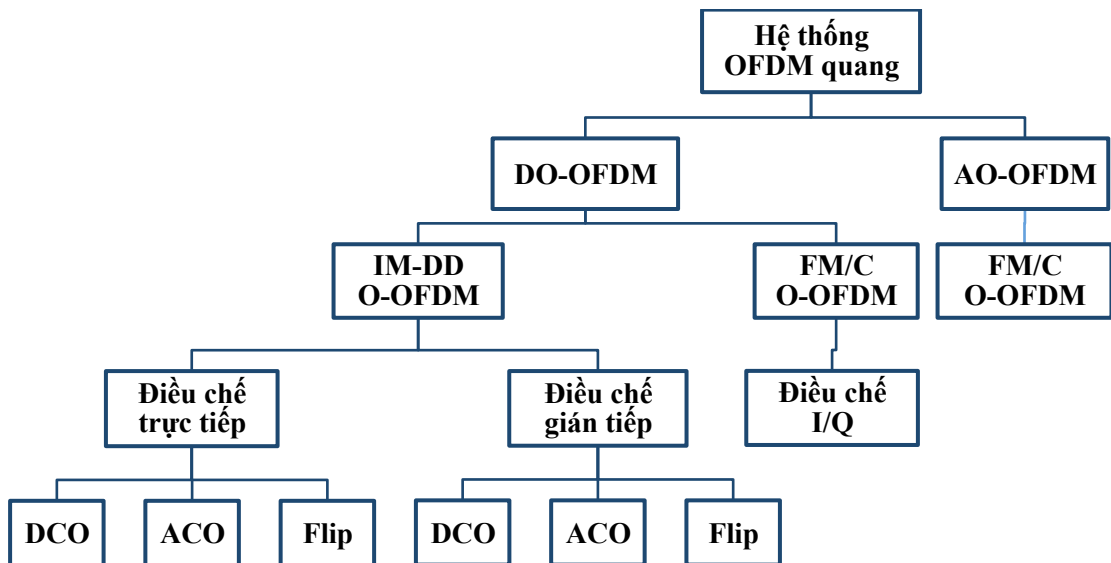
từ biến đổi Fourier ngược rời rạc của các kí hiệu PSK/QAM. Nói cách khác, nếu gán  $N$  kí hiệu PSK/QAM lên  $N$  đầu vào của bộ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)  $N$  điểm thì tại lối ra của bộ IFFT ta sẽ thu được các mẫu rời rạc trong miền thời gian của một tín hiệu OFDM gồm  $N$  sóng mang con. Ở phía thu, quá trình khôi phục các kí hiệu  $X_l[k]$  cũng được thực hiện tương tự dựa trên biến đổi Fourier thuận rời rạc FFT (Fast Fourier Transform).

Như vậy, tín hiệu OFDM hoàn toàn có thể tạo và khôi phục một cách đơn giản nhờ các bộ IFFT/FFT trong miền số sẽ giúp cho bộ thu/ phát tín hiệu OFDM quang trở nên đơn giản hơn, đồng thời giải quyết được các thách thức về tính trực giao và sự nhạy cảm về nhiễu pha. Kỹ thuật vi mạch với những tiến bộ mạnh mẽ gần đây, cung cấp các mạch xử lý tín hiệu OFDM tốc độ rất cao [5, 11, 66, 68, 100], tạo điều kiện thuận lợi để kỹ thuật OFDM được ứng dụng rộng rãi trong nhiều hệ thống truyền thông tín hiệu điện và tín hiệu quang [22, 36, 47, 48, 62, 64, 110, 140].

## 1.2 OFDM TRONG TRUYỀN DẪN QUANG

Với những ưu điểm như đã trình bày ở trên, kỹ thuật OFDM nổi lên thành giải pháp quan trọng trong việc nâng cao dung lượng truyền dẫn cũng như sự linh hoạt trong cấu trúc của mạng quang, thu hút rất nhiều sự quan tâm, nghiên cứu của nhiều phòng thí nghiệm, nhóm nghiên cứu và trường đại học trên thế giới. Từ những nghiên cứu ban đầu chủ yếu tập trung vào dịch chuyển gần như đập khuôn từ kỹ thuật OFDM cho dải tần số vô tuyến sang kỹ thuật OFDM quang, đến nay những kết quả nghiên cứu về hệ thống OFDM quang đã có những thành công đáng kể khi dung lượng tổng trên đường truyền đạt đến tốc độ Tb/s, sử dụng các phương thức điều chế khác nhau kết hợp với ghép kênh phân chia phân cực (Polarization Division Multiplexing - PDM) cho phép hiệu suất sử dụng phổ lên tới vài b/s/Hz [41, 59, 65]. Có nhiều quan điểm phân loại các hệ thống OFDM quang. Trong phạm vi luận án này, dựa trên cơ chế tổ hợp tín hiệu OFDM, hệ thống OFDM quang được phân thành hai loại cơ bản, bao gồm loại có cơ chế tổ hợp tín hiệu OFDM quang trong miền điện, tức là tín hiệu OFDM được tổng hợp trong miền số nhờ các bộ IFFT, sau đó được điều chế lên một sóng mang quang và được gọi chung là DO-OFDM

(Digital Optical - OFDM) và loại có cơ chế tổ hợp tín hiệu OFDM quang trong miền quang, tức là tín hiệu OFDM quang được tạo ra hoàn toàn trong miền quang sử dụng các sóng mang quang trực giao và được gọi chung là AO-OFDM (All Optical - OFDM) [76, 91]. Các hệ thống DO-OFDM lại được chia thành hai nhóm nhỏ là IM-DD O-OFDM (Intensity Modulation - Direct Detection Optical-OFDM) [2, 51] và FM/C O-OFDM (Field Modulation/ Coherent Optical-OFDM) [127] tùy thuộc phương pháp điều chế/ tách sóng quang. Tiếp đó, theo cách thức điều chế nguồn quang, các hệ thống IM-DD O-OFDM được chia thành điều chế trực tiếp và điều chế gián tiếp. Cuối cùng, theo phương pháp tạo tín hiệu đưa vào điều chế quang, mỗi loại trong hai loại này được chia thành ba loại riêng rẽ khác nhau, đó là DCO-OFDM (Direct Current Offset - OFDM), ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical - OFDM) và Flip. Chi tiết phân loại các hệ thống OFDM quang thể hiện trên hình 1.1.

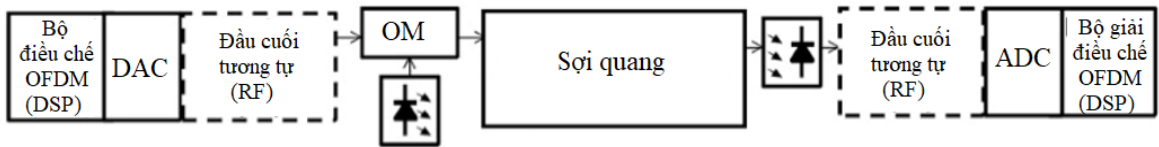


Hình 1.1: Phân loại hệ thống OFDM quang

### 1.3 HỆ THỐNG IM-DD O-OFDM

Giải pháp điều chế cường độ tại phía phát và tách sóng trực tiếp tại phía thu được kết hợp cùng nhau sẽ đạt được sự đơn giản trong cấu trúc bộ thu/ phát. Hai giải pháp này đã được sử dụng rất phổ biến trong các hệ thống thông tin quang trước đây, vì thế hệ thống IM-DD O-OFDM dễ dàng nâng cấp từ các hệ thống

truyền dẫn quang sẵn có. Hình 1.2 biểu diễn sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM. Tín hiệu OFDM được tạo ra trong miền điện nhờ các bộ xử lý tín hiệu số (DSP - Digital Signal Processing) và được chuyển thành tín hiệu tương tự nhờ các bộ chuyển đổi số - tương tự (DAC - Digital-to-Analog Converter). Sau đó, tùy theo yêu cầu mà tín hiệu OFDM tương tự có thể được điều chế lên tần số RF (Radio Frequency) hoặc không, trước khi được điều chế lên sóng mang quang nhờ phương pháp điều chế cường độ. Tín hiệu sau điều chế được truyền qua sợi quang đơn mode tới phía thu. Tại đây, quá trình ngược lại được thực hiện để khôi phục thông tin ban đầu.



Hình 1.2: Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM

### 1.3.1 Điều chế cường độ trong các hệ thống OFDM quang

Trong các hệ thống IM-DD O-OFDM, tín hiệu OFDM điện được đưa đến để điều chế nguồn quang trực tiếp hoặc gián tiếp.

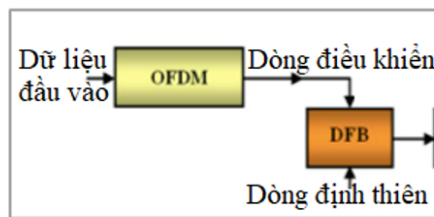
#### 1.3.1.1 Điều chế trực tiếp

Trong điều chế trực tiếp, tín hiệu OFDM được sử dụng để kích thích trực tiếp nguồn quang như mô tả trong hình 1.3. Nguồn quang được sử dụng phổ biến trong hệ thống IM-DD O-OFDM là nguồn quang laser có độ rộng phổ nhỏ để giảm ảnh hưởng của nhiễu pha. Phương pháp này tuy có cấu trúc đơn giản, giá thành thấp nhưng bị hạn chế bởi băng tần điều chế của nguồn quang và hiện tượng chirp tần làm mở rộng phổ tín hiệu sau điều chế. Điều chế trực tiếp chủ yếu sử dụng cho truyền dẫn dữ liệu có tốc độ không quá lớn.

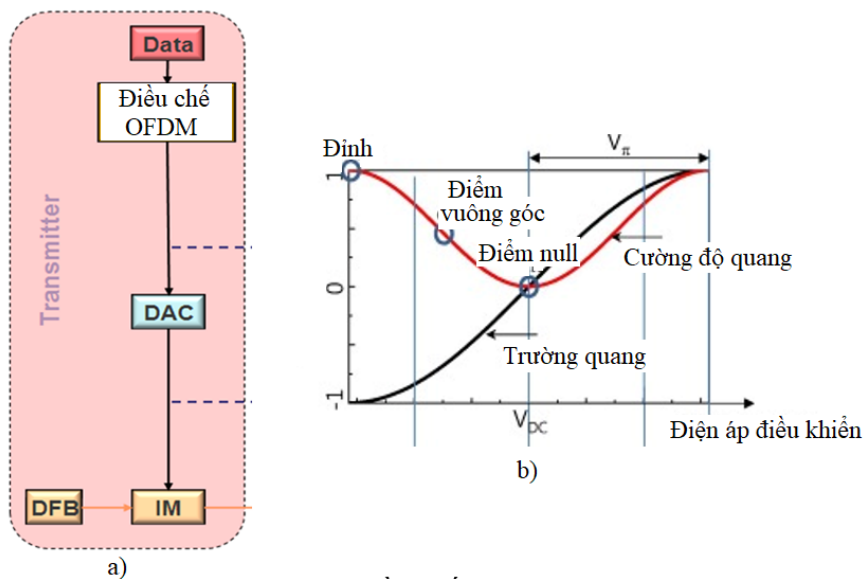
#### 1.3.1.2 Điều chế gián tiếp

Điều chế gián tiếp, hay còn gọi điều chế ngoài, được thực hiện nhờ một bộ điều chế riêng biệt, trong đó, nguồn LD (Laser Diode) phát sóng quang liên tục CW (Continuous Wave) đưa đến đầu vào bộ điều chế, tín hiệu OFDM được sử dụng để

điều khiển hoạt động của bộ điều chế. Hai nguyên lý điều chế gián tiếp khác nhau được sử dụng trong hệ thống truyền dẫn quang, đó là hiệu ứng hấp thụ điện (Electro-Absorption Modulator - EAM) và hiệu ứng điện - quang (Electro-Optic Modulator - EOM). Trong hiệu ứng EAM, sự hấp thụ quang thay đổi dưới sự ảnh hưởng của trường điện từ. Với hiệu ứng EOM, chiết suất của vật liệu thay đổi theo điện trường ngoài đặt vào. Hiệu ứng này được sử dụng phổ biến trong các hệ thống thông tin quang và nổi bật là bộ điều chế Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Modulator - MZM). Hình 1.4 dưới đây mô tả sơ đồ điều chế gián tiếp sử dụng bộ MZM. Điều chế gián tiếp phức tạp và đắt đỏ hơn nhưng lại cho băng tần điều chế lớn và không bị ảnh hưởng của chirp tần. Với giải pháp này, nguồn quang luôn phát công suất ổn định vì thế không gây ảnh hưởng nhiễu pha và phi tuyến. Lúc này, ảnh hưởng phi tuyến tại bộ điều chế lại chủ yếu do đặc tuyến điều chế không hoàn toàn tuyến tính của bộ MZM gây ra.



Hình 1.3: Phương pháp điều chế trực tiếp



Hình 1.4: Phương pháp điều chế gián tiếp sử dụng MZM

### 1.3.2 Tạo tín hiệu OFDM cho điều chế cường độ

Trong điều chế cường độ, tín hiệu điều chế phải có giá trị biên độ thực và không âm để điều khiển nguồn quang hoặc bộ điều chế ngoài. Tuy nhiên, các tín hiệu OFDM bằng gốc thu được từ các bộ IFFT thường có giá trị phức và lưỡng cực [87]. Do vậy, bộ tạo tín hiệu OFDM điều biến cường độ phải có những thay đổi nhất định so với bộ tạo tín hiệu RF-OFDM (Radio Frequency - OFDM). Biên độ của tín hiệu OFDM thực và không âm có thể nhận được khi giá trị kí hiệu PSK/QAM được gán trên các sóng mang con của khung OFDM phải thỏa mãn tính chất đối xứng Hermitian. Tính chất đối xứng Hermitian chỉ ra rằng nếu một hàm số phức có phần thực là hàm chẵn và phần ảo là hàm lẻ thì biến đổi Fourier của nó là các hàm số thực. Theo đó, tín hiệu OFDM thực có thể đạt được khi sắp xếp dữ liệu đáp ứng tính chất đối xứng Hermitian như sau:

$$X[k] = X^*[N - k], k = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1.2)$$

Với cách sắp xếp này thì chỉ có một nửa số sóng mang con được sử dụng để truyền dữ liệu, một nửa số sóng mang còn lại mang giá trị liên hợp phức của luồng kí hiệu PSK/QAM song song lồi vào. So với RF-OFDM thì hiệu quả sử dụng phổ tần của OFDM quang điều chế cường độ giảm đi một nửa. Lúc này, tín hiệu lồi ra bộ IFFT  $N$  điểm là các tín hiệu thực lưỡng cực, chúng sẽ được chuyển đổi thành tín hiệu đơn cực, chuyển đổi DAC, sau đó đưa đến để điều chế cường độ nguồn quang. Đến nay, các nhóm nghiên cứu về các giải pháp tạo tín hiệu OFDM quang điều chế cường độ đã đề xuất ba giải pháp cơ bản, đó là DCO-OFDM, ACO-OFDM và Flip [53, 87, 94].

#### 1.3.2.1 Phương pháp DCO-OFDM

Nguyên lý cơ bản của phương pháp DCO-OFDM là cộng thêm đại lượng dịch một chiều  $B_{DC}$  có giá trị dương vào tín hiệu OFDM lưỡng cực để thu được tín hiệu đơn cực cần thiết cho điều chế cường độ [12]. Giải pháp này khá đơn giản và vẫn giữ nguyên cách sắp xếp kí hiệu PSK/QAM lên các sóng mang con của bộ IFFT để đạt được tính đối xứng Hermitian. Tuy nhiên, nếu tín hiệu OFDM có

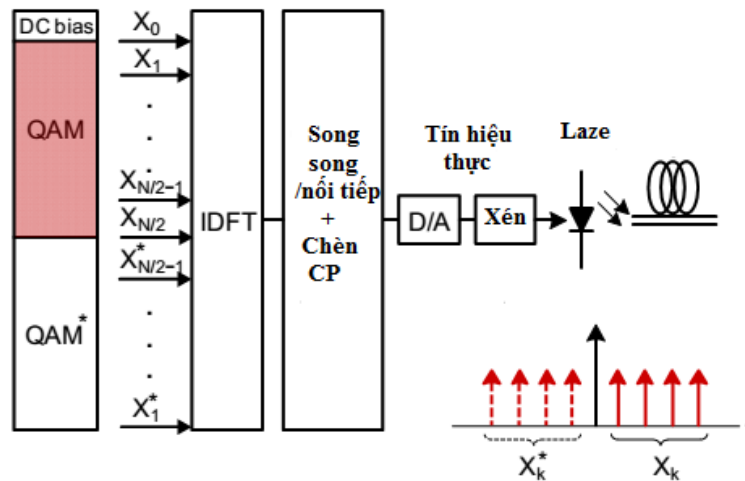


PAPR cao, thì giá trị  $B_{DC}$  yêu cầu sẽ rất lớn, điều đó sẽ làm tăng công suất cực đại của hệ thống. Để giải quyết vấn đề này, giải pháp được đưa ra là chỉ cộng thêm vào tín hiệu OFDM một giá trị  $B_{DC}$  vừa đủ sau đó thực hiện xén các đỉnh âm còn lại của tín hiệu sau khi dịch. Việc xén biên độ âm sẽ gây nhiễu phi tuyến cho giải pháp DCO-OFDM. Nhiễu này được gọi là nhiễu xén. Bộ phát dựa trên kỹ thuật DCO-OFDM được thể hiện trong hình 1.5. Tín hiệu DCO-OFDM được biểu diễn như sau

$$x_{DCO}(t) = \begin{cases} x(t) + B_{DC}, & x(t) + B_{DC} > 0 \\ 0, & x(t) + B_{DC} \leq 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

trong đó  $x(t)$  là tín hiệu OFDM lưỡng cực thu được sau bộ DAC được sử dụng cho quá trình điều chế sóng mang quang,  $B_{DC}$  là đại lượng dịch một chiều thêm vào.

Có thể nhận thấy rằng, độ lớn của đại lượng dịch một chiều  $B_{DC}$  cần phải được lựa chọn thích hợp để đảm bảo hiệu năng của hệ thống, do độ lớn nhiễu xén phụ thuộc vào giá trị  $B_{DC}$  được lựa chọn. Nếu  $B_{DC}$  càng lớn thì công suất nhiễu xén càng nhỏ và tiến tới 0 nhưng công suất đỉnh của tín hiệu DCO-OFDM sẽ càng lớn gây nhiễu phi tuyến càng lớn tại nguồn quang hoặc tại bộ điều biến MZM.



Hình 1.5: Sơ đồ khối bộ phát DCO-OFDM [87]

### 1.3.2.2 Phương pháp ACO-OFDM

Để khắc phục nhược điểm của kỹ thuật DCO như đã trình bày trong tiểu mục trên, kỹ thuật ACO-OFDM đã được đề xuất [53]. Kỹ thuật ACO-OFDM loại bỏ thành phần giá trị âm của tín hiệu OFDM trước khi điều biến cường độ mà không

làm mất thông tin nhờ việc sắp xếp lại các kí hiệu PSK/QAM trên các sóng mang con. Vì thế, kĩ thuật ACO-OFDM không cần thêm đại lượng dịch một chiều có giá trị dương mà vẫn thu được tín hiệu OFDM đơn cực cần thiết. Hình 1.6 biểu diễn sơ đồ khối của bộ phát tín hiệu OFDM quang theo phương pháp ACO.

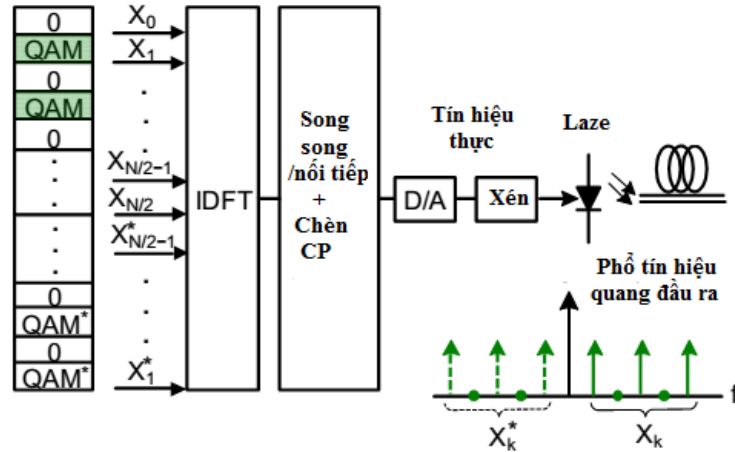
Trong trường hợp này, dữ liệu vẫn được sắp xếp để đảm bảo tính đối xứng Hermitian, tuy nhiên chỉ một nửa số các sóng mang lẻ được gán các thông tin cần truyền, còn sóng mang chẵn mang các kí tự 0, tức là chỉ có  $N/4 - 2$  sóng mang con mang thông tin hữu ích. Sóng mang con thứ 0 và sóng mang con thứ  $N/2$  cũng không được sử dụng để điều chế dữ liệu. Phương pháp ACO-OFDM sắp xếp dữ liệu lên các sóng mang con như sau:

$$[0 \ X[k] \ 0 \ X^*[N - k]], \quad k = 1, 3, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (1.4)$$

Bởi vì, chỉ một nửa các sóng mang con lẻ được sử dụng để truyền dữ liệu, hiệu suất phổ của phương pháp ACO chỉ bằng một nửa hiệu suất phổ của phương pháp DCO. Với cách sắp xếp này, dữ liệu sẽ rơi trên các sóng mang con lẻ còn nhiều sẽ rơi trên các sóng mang con chẵn của tín hiệu OFDM trong miền thời gian [12]. Ở phía thu, dữ liệu chứa trong các sóng mang con lẻ sau khi được khôi phục chỉ bằng một nửa biên độ tín hiệu gốc, tín hiệu chứa trong các sóng mang con chẵn chỉ là nhiễu nên hoàn toàn có thể bỏ qua.

Vẫn thỏa mãn tính chất đối xứng Hermitian, tín hiệu ACO-OFDM thu được trong miền thời gian  $x(t)$  là giá trị thực và lưỡng cực. Để đạt được yêu cầu giá trị biên độ tín hiệu không âm, tín hiệu ACO-OFDM loại bỏ thành phần giá trị âm trước khi đi đến bộ DAC. Tín hiệu OFDM liên tục tại đầu ra bộ DAC có thể xuất hiện các giá trị âm, vì thế sẽ được xén theo mô tả trong phương trình (1.5). Tín hiệu sau xén được đưa đến điều chế cường độ sóng mang quang. Quá trình xén này cũng gây ra nhiễu xén.

$$x_{ACO}(t) = \begin{cases} x(t), & x(t) > 0 \\ 0, & x(t) \leq 0 \end{cases} \quad (1.5)$$



Hình 1.6: Sơ đồ khối bộ phát ACO-OFDM

### 1.3.2.3 Phương pháp Flip

Phương pháp ACO-OFDM tuy đã khắc phục được nhược điểm về tỉ số PAPR cao của tín hiệu OFDM nhưng lại trả giá bởi hiệu suất phổ giảm đi một nửa do chỉ sử dụng một nửa số sóng mang con lẻ. Phương pháp Flip được đề xuất để tạo tín hiệu OFDM đơn cực mà không cần cộng thêm thành phần điện áp một chiều, đồng thời vẫn duy trì được hiệu suất phổ [94]. Sơ đồ khối của bộ phát và thu tín hiệu Flip-OFDM được trình bày lần lượt trong hình 1.7, 1.9. Với phương pháp này, tín hiệu OFDM thực, lưỡng cực được tạo ra nhờ sự sắp xếp các kí hiệu PSK/QAM lên các sóng mang con thoả mãn tính chất Hermitian và được chia thành 2 khung con gồm khung con âm và khung con dương.

$$x(t) = x^+(t) + x^-(t) \quad (1.6)$$

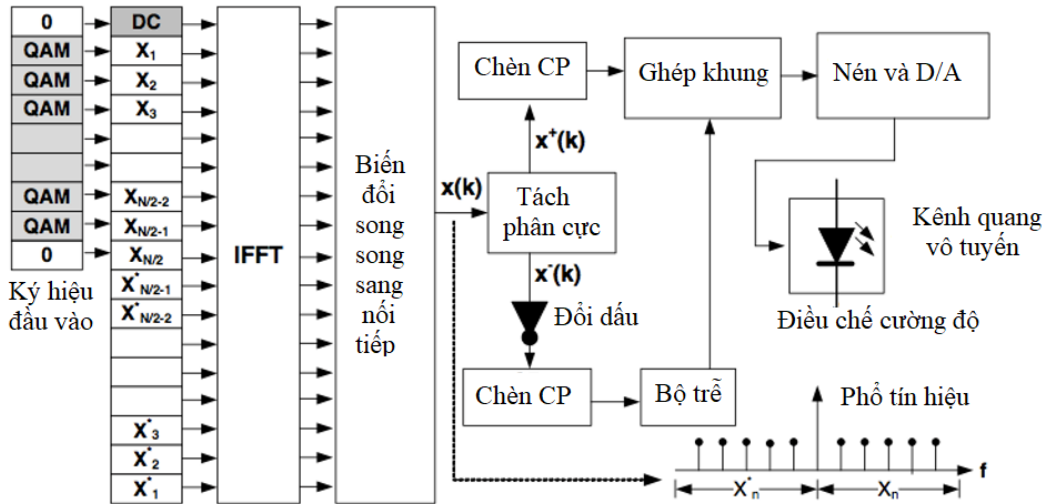
Trong đó phần âm và phần dương của tín hiệu OFDM lưỡng cực  $x(t)$  được định nghĩa như sau

$$x^+(t) = \begin{cases} x(t), & x(t) > 0 \\ 0, & x(t) \leq 0 \end{cases} \quad (1.7)$$

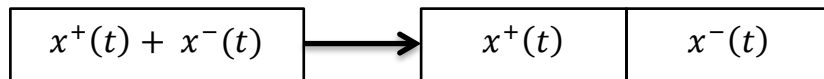
$$x^-(t) = \begin{cases} 0, & x(t) > 0 \\ -x(t), & x(t) \leq 0 \end{cases}$$

Các mẫu của tín hiệu OFDM lưỡng cực sẽ được sắp xếp để truyền dẫn riêng biệt trên hai khung tín hiệu OFDM liên tiếp. Phần tín hiệu dương  $x^+(t)$  được truyền dẫn trong khung OFDM thứ nhất (khung con dương) trong khi đó, phần tín hiệu âm

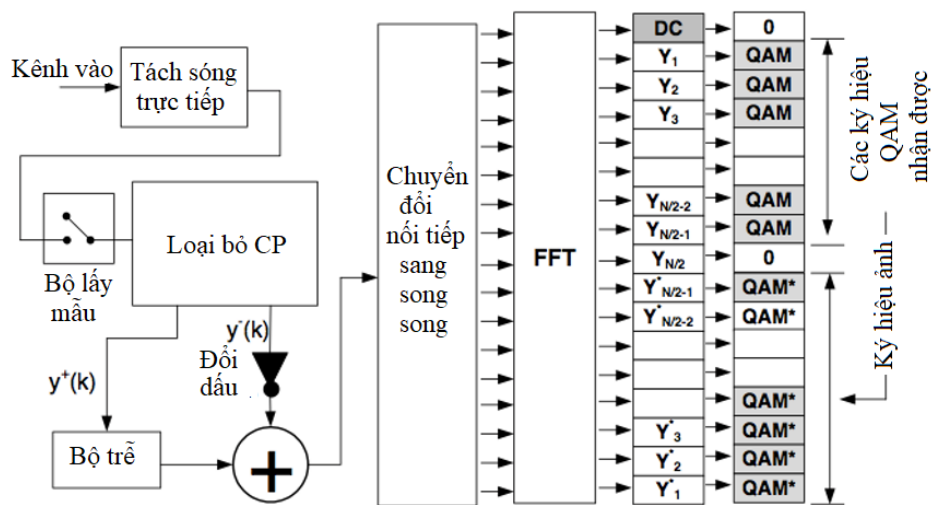
$x^-(t)$  chỉ lấy độ lớn biên độ tín hiệu  $|x^-(t)|$  để truyền dẫn trong khung OFDM thứ hai (khung con âm). Để giảm thiểu nhiễu ISI do ảnh hưởng của tán sắc sợi quang gây ra nên tiền tố chu kỳ CP gồm  $\Delta$  mẫu được thêm vào mỗi khung OFDM trước khi truyền đi. Như vậy, khung con OFDM âm bị trễ đi  $(N+\Delta)$  mẫu và được truyền ngay sau khung con dương.



Hình 1.7: Sơ đồ khối bộ phát Flip [94]



Hình 1.8: Khung con âm và khung con dương của tín hiệu Flip-OFDM



Hình 1.9: Sơ đồ khối bộ thu Flip [94]

Quá trình khôi phục tín hiệu OFDM tại phía thu được mô tả trong hình 1.9. Tiền tố chu trình CP thêm vào ở mỗi khung con OFDM trước tiên sẽ được loại bỏ, sau đó tín hiệu lưỡng cực được tái tạo lại như sau:

$$y(t) = y_1(t) - y_2(t) \quad (1.8)$$

Trong đó  $y_1(t)$  và  $y_2(t)$  lần lượt là các mẫu nhận được trong miền thời gian trong nửa khung con dương và nửa khung con âm. Về cơ bản, phương pháp này hoàn toàn giống phương pháp DCO với đại lượng dịch một chiều thêm vào bằng 0 và loại bỏ được nhiễu xén. Tuy nhiên, phương pháp này phức tạp hơn trong quá trình khôi phục tín hiệu OFDM do phải cần đến hai khung OFDM để truyền hết các mẫu và tại các bộ phát/ thu phải có bộ đệm để sắp xếp lại dữ liệu trong hai khung liên tiếp. Để đảm bảo về tham số khung tín hiệu OFDM giữa các phương pháp tạo tín hiệu OFDM, phương pháp Flip đưa hai giải pháp giải quyết. Giải pháp thứ nhất là thực hiện nén thời gian mỗi mẫu để đảm bảo thời gian hai khung OFDM mới sẽ có cùng thời gian khung với tín hiệu OFDM lưỡng cực ban đầu. Như vậy, chu kỳ khung của tín hiệu Flip-OFDM sẽ giảm chỉ còn một nửa so với chu kỳ khung DCO-OFDM và ACO-OFDM. Giải pháp thứ hai là không nén thời gian các mẫu và hai khung OFDM liên tiếp cần thiết để truyền một tín hiệu OFDM lưỡng cực sẽ có cùng tham số với khung OFDM sử dụng để truyền tín hiệu ACO-OFDM và DCO-OFDM.

Bảng 1.1: So sánh các phương pháp tạo tín hiệu OFDM cho điều chế cường độ

Tham số	DCO-OFDM	ACO-OFDM	Flip-OFDM
Số lượng sóng mang con sử dụng	$\frac{N}{2}$	$\frac{N}{4}$	$\frac{N}{2}$
Công suất nhiễu	nhiều xén + $N_0$	$N_0$	$2N_0$
Tỉ số SNR tương đương	$\frac{\sigma_x^2}{(\text{nhiều xén} + N_0)}$	$\frac{\sigma_x^2}{N_0}$	$\frac{\sigma_x^2}{2N_0}$
Độ phức tạp tính toán	$N \log(N)$ + $N \log(N)$	$2 \left(\frac{N}{2}\right) \log\left(\frac{N}{2}\right)$ + $2N \log(N)$	$N \log(N)$ + $N \log(N)$

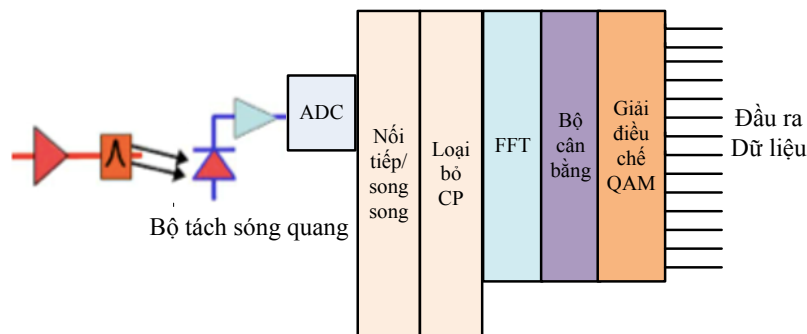
Bảng 1.1 tóm tắt sự khác nhau của ba phương pháp được trình bày ở trên thông qua các tham số cơ bản với giả thiết  $\sigma_x^2$  là công suất tín hiệu OFDM cần truyền. Mỗi phương pháp tạo tín hiệu OFDM điều biến cường độ đều có những ưu điểm và nhược điểm khác nhau, việc lựa chọn phương pháp nào phụ thuộc vào yêu cầu của hệ thống. Có thể nhận thấy rằng, phương pháp DCO-OFDM đơn giản nhất nhưng chịu ảnh hưởng của tham số PAPR lớn nhất, phương pháp ACO-OFDM có cấu trúc bộ thu phát tín hiệu OFDM quang không quá phức tạp và PAPR nhỏ nhất nhưng hiệu quả sử dụng băng tần nhỏ nhất, phương pháp Flip giảm được ảnh hưởng của PAPR và có hiệu quả sử dụng băng tần cao nhưng có độ phức tạp lớn nhất.

### 1.3.3 Tách sóng trực tiếp

Tách sóng quang trực tiếp được thực hiện rất đơn giản bằng cách đưa trực tiếp tín hiệu quang thu qua bộ tách quang, tại đầu ra sẽ thu được dòng tách quang tương ứng. Mỗi quan hệ giữa công suất trường quang đến  $P_{in}$  và dòng tách quang lồi ra  $I$  như sau:

$$I = R \cdot P_{in} = R \cdot |E_{in}|^2 \quad (1.9)$$

Với  $R$  là hệ số đáp ứng của bộ tách quang,  $P_{in}$  là công suất trường quang đến bộ tách quang bao gồm công suất sóng mang quang, công suất tín hiệu OFDM quang và công suất nhiễu phát sinh như nhiễu ASE (Amplified Spontaneous Emission), các loại nhiễu khác do sự tương tác giữa các tín hiệu quang có mặt trên sợi như giữa tín hiệu-tín hiệu, giữa sóng mang-tín hiệu, ASE-ASE, ... và nhiễu xuyên kênh phi tuyến, ... Hai bộ tách quang cơ bản được sử dụng đó là bộ tách quang PIN và bộ tách quang thác APD (Avalanche Photodiode).



Hình 1.10: Nguyên lý tách sóng trực tiếp tín hiệu OFDM quang [18]

## 1.4 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG ĐẾN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG OFDM QUANG

### 1.4.1 Tỉ số công suất đỉnh trên trung bình (PAPR)

PAPR của một tín hiệu được định nghĩa là tỉ số giữa công suất tức thời lớn nhất và công suất trung bình của nó. Biên độ tín hiệu OFDM là sự xếp chồng ngẫu nhiên của tất cả các biên độ của từng sóng mang con, dẫn đến sẽ có những giá trị biên độ đỉnh rất lớn so với biên độ trung bình. Các biên độ đỉnh lớn sẽ nằm trong vùng đặc tuyến làm việc phi tuyến của nguồn quang (trường hợp điều chế trực tiếp) hoặc bộ điều chế (trường hợp điều chế gián tiếp) làm phát sinh ảnh hưởng phi tuyến tại bộ phát. Đồng thời, biên độ đỉnh lớn cũng gây ra công suất quang lớn làm tăng ảnh hưởng phi tuyến trên sợi. Khắc phục PAPR cao hay làm giảm PAPR là một trong các giải pháp để cải thiện hiệu năng của hệ thống OFDM quang.

### 1.4.2 Nhiễu pha

Nhiễu pha sinh ra từ sự thăng giáng pha ngẫu nhiên của nguồn quang laser, thường được xác định thông qua độ rộng phổ của laser. Các tín hiệu OFDM quang thường rất nhạy cảm với nhiễu pha.

Trong các hệ thống DDO-OFDM, do bản chất tách sóng theo quy luật bình phương của photodiode, nhiễu pha sẽ không ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống nếu ảnh hưởng tán sắc được bù hoàn toàn. Tuy nhiên, nếu tồn tại một lượng tán sắc dư, nhiễu pha sẽ tạo ra sự thăng giáng trễ pha giữa sóng mang quang và các sóng mang con. Sau một khoảng cách truyền dẫn nhất định, tính kết hợp pha giữa các sóng mang có thể mất và gây ra các ảnh hưởng xấu đến truyền dẫn. Sự tác động của nhiễu pha lên hệ thống DDO-OFDM gồm sự quay pha của các sóng mang con (Phase Rotation - PRT), nhiễu giao thoa giữa các sóng mang (Inter-Channel Interference - ICI) và suy giảm công suất do sự rò năng lượng bởi PRT và ICI. Trong khi đó, ảnh hưởng nhiễu pha nghiêm trọng hơn đối với các hệ thống CO-OFDM do bộ thu coherent đòi hỏi thông tin pha tín hiệu để thực hiện tách sóng.

### 1.4.3 Suy hao

Suy hao là hiện tượng công suất ánh sáng bị suy giảm khi lan truyền trên sợi quang, dẫn đến giới hạn khoảng cách truyền dẫn của hệ thống. Hiện nay, ảnh hưởng suy hao lên các hệ thống OFDM quang hầu như được giải quyết triệt để nhờ sử dụng các bộ khuếch đại quang sợi như EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier), Raman. Tuy nhiên, sự có mặt của các bộ khuếch đại này làm tăng thêm nhiễu, trong đó có nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại (ASE - Amplified Spontaneous Emission), nhiễu phách gia tăng và nhiễu nỏ tại bộ tách sóng quang, đồng thời có thể làm tăng thêm ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến trên sợi.

### 1.4.4 Tán sắc

Tán sắc của sợi quang làm giãn rộng xung ánh sáng khi lan truyền qua sợi. Với sợi đa mode, tán sắc mode là hiệu ứng tán sắc có ảnh hưởng xấu nhất. Với các sợi đơn mode, các hiệu ứng tán sắc vận tốc nhóm (GVD - Group Velocity Dispersion), tán sắc mode phân cực (PMD - Polarization Mode Dispersion) có ảnh hưởng nhiều hơn. Trong các hệ thống OFDM quang, kỹ thuật OFDM cho phép tăng nhiều lần độ rộng xung tín hiệu, đồng thời với việc đưa vào các tiền tố chu kỳ (CP - Cycle Prefix), ảnh hưởng của tán sắc đến hiệu năng hệ thống đã giảm thiểu đến mức không đáng kể. Tuy nhiên, tán sắc sợi lại có thể làm nhiễu phi tuyến của từng hiệu ứng phi tuyến Kerr tác động khác nhau đến tín hiệu OFDM quang. Vì lý do này, với các hệ thống OFDM quang, ảnh hưởng của tán sắc vẫn cần được xem xét.

### 1.4.5 Ảnh hưởng phi tuyến

Nguồn gốc gây ra ảnh hưởng phi tuyến cho hệ thống OFDM quang chủ yếu xuất phát từ đặc tính không hoàn toàn tuyến tính của các phần tử trong bộ phát và các hiệu ứng phi tuyến trên sợi quang.

#### 1.4.5.1 Phi tuyến tại bộ phát

Khoảng tuyến tính trong đặc tuyến làm việc của nguồn quang và bộ điều chế ngoài chỉ nằm trong một giới hạn nhất định. Khi tín hiệu đầu vào các phần tử này có



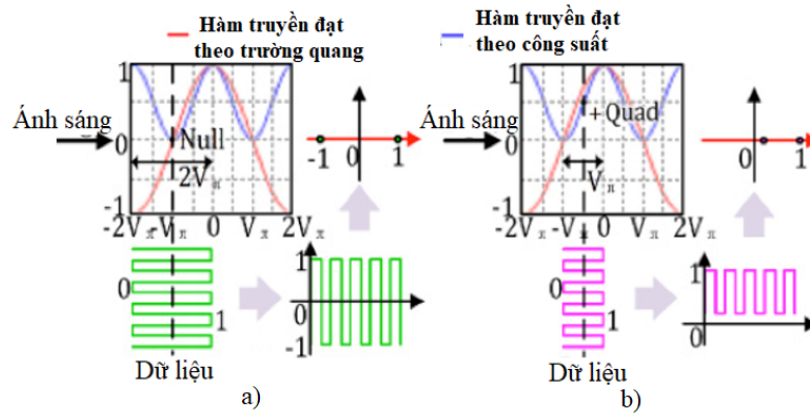
giá trị biên độ lớn, chúng sẽ làm việc trong vùng phi tuyến và gây ra méo phi tuyến tại các bộ phát.

**a) Phi tuyến gây ra bởi nguồn quang**

Với điều chế trực tiếp, biên độ lớn của tín hiệu OFDM nếu vượt ra khỏi vùng tuyến tính trong đặc tuyến điều chế của nguồn quang sẽ gây ra nhiễu liên kênh (ICI - InterChannel Interference) và làm tăng BER của hệ thống.

**b) Phi tuyến gây ra bởi bộ điều chế ngoài MZM**

Trong điều chế ngoài sử dụng MZM, ảnh hưởng phi tuyến tại bộ phát chủ yếu đến từ đặc tính phi tuyến của MZM.



Hình 1.11. Hàm truyền đạt của bộ MZM: theo trường quang (a) và theo công suất (b)

Hình 1.11 mô tả đặc tính truyền đạt của bộ MZM theo trường quang và theo công suất. Một bộ MZM có hai tham số đặc trưng cơ bản.  $V_\pi$  là điện áp nửa sóng tạo ra độ dịch pha  $\pi$ .  $|\Gamma| \in [0, 1]$  là hệ số không hoàn hảo của MZM, đặc trưng cho sự chênh lệch về chiều dài của hai ống dẫn sóng và có dạng  $\Gamma = a \cdot e^{j\phi}$ . Xem xét hàm truyền đạt theo trường của bộ MZM với giả thiết rằng nguồn quang điều chế phát liên tục có cường độ trường là  $E_{in}$ , khi đó trường quang tại đầu ra bộ MZM sẽ có dạng [39]

$$E_{out} = \cos\left(\frac{\pi V_I}{2V_\pi}\right) E_{in} \quad (1.10)$$

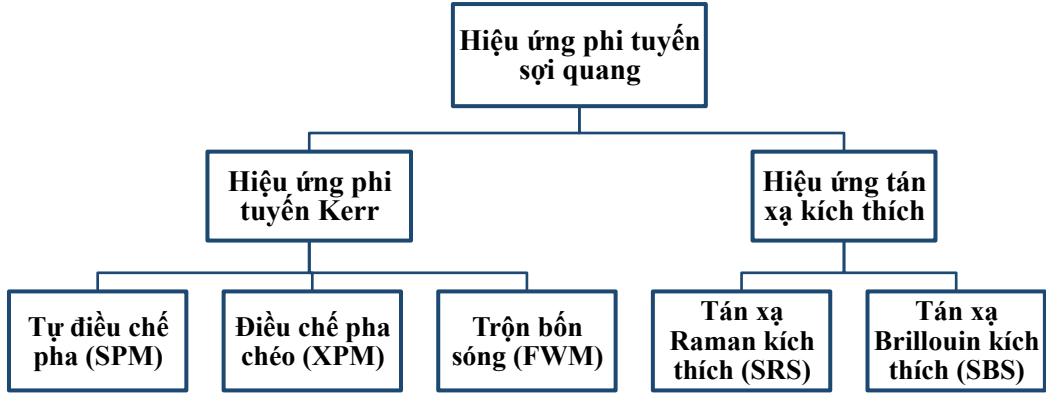
với  $V_I$  là biên độ tín hiệu OFDM được đưa đến điều khiển MZM. Biểu thức (1.10) chỉ ra rằng hàm truyền đạt của MZM có dạng hàm cos, vì thế tại vùng giá trị trường

quang lớn và tăng lên, rơi vào vùng cong hàm truyền đạt, méo phi tuyến xuất hiện và tăng lên.

#### ***1.4.5.2 Các hiệu ứng phi tuyến trên sợi quang***

Các hiệu ứng phi tuyến trên sợi quang xuất hiện khi cường độ trường quang trong lõi sợi lớn [63, 120]. Có thể chia các hiệu ứng phi tuyến trên sợi quang thành hai loại là các hiệu ứng phi tuyến Kerr và các hiệu ứng tán xạ kích thích như đưa ra trong hình 1.12. Các hiệu ứng tán xạ kích thích Raman (Stimulated Raman Scattering - SRS) và Brillouin (Stimulated Brillouin Scattering - SBS) chỉ xảy ra khi công suất trường quang vượt quá giá trị công suất ngưỡng nhất định. Trong hệ thống OFDM quang, do hiệu ứng SRS có mức công suất ngưỡng rất lớn nên khó xảy ra trong điều kiện truyền dẫn thực tế. Hiệu ứng SBS có mức công suất ngưỡng nhỏ nhưng độ rộng băng tần hẹp nên chỉ gây ảnh hưởng nhỏ đến một vài sóng mang con trong một số điều kiện nhất định. Vì thế, các hiệu ứng tán xạ kích thích thường được bỏ qua trong hệ thống này. Hiệu ứng phi tuyến Kerr gồm có tự điều chế pha SPM (Self Phase Modulation), điều chế pha chéo XPM (Cross Phase Modulation) và trộn bốn sóng FWM (Four-Wave Mixing). Các hiệu ứng SPM và XPM liên quan đến sự dịch pha của tín hiệu, phụ thuộc vào cường độ trường quang, trong khi hiệu ứng FWM làm phát sinh thêm các trường quang mới. Các hiệu ứng phi tuyến Kerr phụ thuộc mật thiết vào tán sắc của sợi và khoảng cách kênh giữa các sóng mang con. Các hiệu ứng phi tuyến Kerr có thể làm suy giảm nghiêm trọng và là nguyên nhân chính giới hạn hiệu năng của hệ thống OFDM quang sử dụng sợi quang đơn mode.

Trên các đường truyền dẫn có sử dụng khuếch đại quang, sự có mặt của nhiễu tự phát ASE tương tác với các hiệu ứng phi tuyến Kerr còn gây ra nhiễu phi tuyến cũng được biết như là hiệu ứng Gordon-Mollenauer. Tuy nhiên, nhiễu phi tuyến gây ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống CO-OFDM nghiêm trọng hơn so với hệ thống IM-DD OFDM.



Hình 1.12: Phân loại các hiệu ứng phi tuyến trong sợi quang

Cường độ trường quang trên sợi thay đổi theo khoảng cách truyền dẫn và diện tích lõi sợi [40]. Vì thế, hiệu ứng phi tuyến cũng phụ thuộc hai tham số này. Đặc trưng cho độ lớn của hiệu ứng phi tuyến theo chiều dài truyền dẫn và diện tích lõi sợi, tham số chiều dài hiệu dụng,  $L_{eff}$ , và tham số diện tích hiệu dụng,  $A_{eff}$ , được đưa ra. Trong phạm vi  $L_{eff}$  và  $A_{eff}$ , hiệu ứng phi tuyến trên sợi là lớn nhất.

$L_{eff}$  được định nghĩa là chiều dài tương đương sao cho tích giữa công suất quang phát đi tại đầu sợi  $P_0$  và  $L_{eff}$  sẽ bằng với diện tích phía dưới đường cong công suất  $P(z) = P_0 e^{-\alpha_f z}$  [40]

$$P_0 L_{eff} = \int_{z=0}^L P(z) dz = \int_{z=0}^L P_0 e^{-\alpha_f z} dz$$

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha_f L}}{\alpha_f} \approx \frac{1}{\alpha_f} \quad (1.11)$$

với  $\alpha_f$  là hệ số suy hao sợi quang, phép xấp xỉ chỉ xảy ra khi sợi quang có chiều dài lên tới vài chục km.

$A_{eff}$  được định nghĩa theo biểu thức [40]

$$A_{eff} = \frac{\left[ \int_r \int_\theta r dr d\theta |E(r, \theta)|^2 \right]^2}{\int_r \int_\theta r dr d\theta |E(r, \theta)|^4} \quad (1.12)$$

trong đó  $E(r, \theta)$  là phân bố của trường quang trong vùng diện tích hiệu dụng được biểu diễn trong toạ độ cực. Nếu phân bố trường quang gần đúng theo phân bố Gauss, nghĩa là  $E(r, \theta) = E_0 e^{(-r^2/w^2)}$  thì diện tích hiệu dụng sẽ là

$$A_{eff} = \pi w^2 \quad (1.13)$$

với  $w$  là bán kính trường mode. Tuy nhiên, đối với các sợi quang có mặt cắt chiết suất phức tạp thì phân bố trường quang trong lõi sợi khác phân bố Gauss, lúc này diện tích hiệu dụng sẽ được đặc trưng bởi

$$A_{eff} = k\pi w^2 \quad (1.14)$$

với  $k$  là hằng số, có giá trị thay đổi tùy thuộc vào mặt cắt chiết suất của từng sợi. Ví dụ,  $k < 1$  đối với sợi DCF (Dispersion Compensating Fiber) hay một vài loại sợi NZDSF (Non-Zero Dispersion Shifted Fiber) và  $k > 1$  đối với một vài loại sợi NZDSF khác.

#### **a) Tự điều chế pha (SPM)**

Khi mật độ công suất quang trong lõi sợi lớn sẽ làm chỉ số chiết suất của sợi biến đổi theo công suất trường quang, đồng thời làm hằng số lan truyền cũng bị thẳng giáng theo (hằng số lan truyền là một hàm theo chỉ số chiết suất  $\beta = 2\pi n(\omega, |E|^2)/\lambda$ ). Sự phụ thuộc của hằng số lan truyền theo công suất có dạng

$$\beta(P) = \beta_0 + \gamma P \quad (1.15)$$

trong đó,  $\beta_0 = 2\pi n_0/\lambda$  và  $\gamma = 2\pi n_2/(\lambda A_{eff})$  là hệ số phi tuyến của sợi, và thường có giá trị trong khoảng  $0,9 \div 2,75 W^{-1} km^{-1}$  tại cửa sổ bước sóng 1550nm [40]. Hằng số lan truyền  $\beta$  biến đổi dọc theo chu kì của xung quang do tại từng điểm khác nhau của xung, công suất quang khác nhau, dẫn tới hiện tượng chirp tần số. Hằng số lan truyền tại hai biên sườn xung sẽ nhỏ hơn so với tại điểm giữa xung. Sự chênh lệch về hằng số lan truyền dẫn đến sự sai khác về pha tại các điểm khác nhau trên sợi. Tại các điểm tương ứng với khoảng giữa xung sẽ xảy ra sự biến đổi pha nhanh hơn so với các điểm tương ứng với các khoảng hai bên sườn xung. Độ dịch pha lớn nhất, tại điểm giữa xung, của xung tín hiệu sau khoảng truyền dẫn  $L$  khi công suất đỉnh của tín hiệu OFDM tại  $z = 0$  là  $P_0$  sẽ được tính như sau [129]

$$\begin{aligned}\Delta\varphi[P(t)] &= \int_0^L [\beta(P_0) - \beta] dz = \int_0^L \gamma P(z) dz \\ &= \frac{\gamma P_0 [1 - e^{-\alpha L}]}{\alpha} = \gamma P_0 L_{eff} = \frac{L_{eff}}{L_{NL}}\end{aligned}\quad (1.16)$$

với  $L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0}$  là chiều dài phi tuyến.

Khi đó, dịch pha gây ra cho xung tín hiệu tại thời điểm  $t$  khi tín hiệu truyền qua khoảng cách  $z$  sẽ là:

$$\varphi_{SPM}(z, t) = \left(\frac{L_{eff}}{L_{NL}}\right) |E(0, t)|^2 \quad (1.17)$$

trong đó  $E(0, t)$  là đường bao trường tại  $z = 0$ . Dịch pha  $\varphi_{SPM}$  gây ra sự biến đổi tần số tức thời của tín hiệu theo thời gian hay còn gọi là hiện tượng chirp tần [40] và được tính như sau

$$\delta\omega(z, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \varphi_{SPM}(z, t) = -\left(\frac{L_{eff}}{L_{NL}}\right) \frac{\partial}{\partial t} |E(0, t)|^2 \quad (1.18)$$

Biểu thức (1.17), (1.18) cho thấy hiệu ứng SPM làm thay đổi pha tín hiệu dẫn đến mở rộng phổ tín hiệu. Khi kết hợp với hiệu ứng tán sắc trong sợi quang thì SPM sẽ làm thay đổi ảnh hưởng giãn rộng xung do tán sắc. Trong một số trường hợp, chirp tần do SPM ngược pha với chirp tần do tán sắc vì thế chúng bù trừ cho nhau nên dạng xung không bị biến đổi khi truyền dẫn. Trong các trường hợp còn lại, hiện tượng giãn rộng xung sẽ trầm trọng hơn.

Trong trường hợp phổ tín hiệu OFDM quang điều biến cường độ có dạng SSB (Single SideBand) và có băng tần bảo vệ  $B_{gap}$ . Nếu  $B_{gap} = 0$  thì công suất gây ra ảnh hưởng SPM bao gồm công suất sóng mang quang và công suất tín hiệu OFDM quang, nếu  $B_{gap} \neq 0$  thì nguyên nhân gây ra ảnh hưởng SPM chỉ gồm công suất tín hiệu OFDM quang.

### ***b) Điều chế pha chéo (XPM)***

XPM cũng là hiệu ứng phi tuyến gây ra bởi sự phụ thuộc vào cường độ trường quang của chỉ số chiết suất sợi, nhưng nó chỉ xuất hiện trong hệ thống thông tin quang đa kênh và chỉ xảy ra khi các tín hiệu đa kênh truyền đồng thời trên sợi. Lý do là sự dịch pha gây bởi các hiệu ứng phi tuyến lên tín hiệu trên một kênh

không chỉ do công suất của chính kênh đó gây ra mà còn do ảnh hưởng bởi công suất lớn của các kênh lân cận. Khi đó, biểu thức (1.16) mô tả sự dịch pha lớn nhất, tại điểm giữa xung, của tín hiệu trên sóng mang con thứ  $k$  của hệ thống gồm  $W$  sóng mang con được viết như sau

$$\Delta\varphi_k[P(t)] = \gamma L_{eff} [P_k + 2 \sum_{i=1, i \neq k}^W P_i] \quad (1.19)$$

trong đó số hạng thứ nhất đặc trưng cho SPM và số hạng thứ hai đặc trưng cho XPM với  $P_k$  và  $P_i$  lần lượt là công suất đỉnh của tín hiệu OFDM tại sóng mang con thứ  $k$  và thứ  $i$  khi  $z = 0$ . Tương tự, lệch pha XPM gây ra cho xung tín hiệu tại thời điểm  $t$  khi tín hiệu truyền qua một khoảng cách  $z$  sẽ là [40]

$$\varphi_{XPM,k}(z, t) = \left( \frac{L_{eff}}{L_{NL}} \right) 2 \sum_{i=1, i \neq k}^W |E_i(0, t)|^2 \quad (1.20)$$

Độ dịch pha do XPM chỉ có thể xảy ra lớn trong khoảng thời gian các xung quang lan truyền song song với nhau. Độ dịch pha phi tuyến này cũng gây ra hiện tượng chirp tần, làm mở rộng phổ tín hiệu. Do ảnh hưởng của tán sắc, các xung quang trên các kênh quang khác nhau lan truyền với vận tốc khác nhau do chúng có vận tốc nhóm khác nhau, khi đó trong quá trình lan truyền các xung sẽ trượt qua nhau. Khi các xung di chuyển nhanh đã hoàn toàn đi qua các xung di chuyển chậm thì hiệu ứng XPM có thể bỏ qua. Đặc trưng cho khoảng cách truyền dẫn tương đối mà tại đó hai xung ở hai kênh khác nhau lan truyền song song với nhau được gọi là chiều dài walk-off,  $L_w$ .

$$L_w = \frac{T_0}{|v_g^{-1}(\lambda_1) - v_g^{-1}(\lambda_2)|} \approx \frac{T_0}{|D_c \Delta\lambda|} \quad (1.21)$$

trong đó  $T_0$  là độ rộng xung,  $v_g$  là vận tốc nhóm,  $\lambda_1$  và  $\lambda_2$  là bước sóng trung tâm của hai kênh,  $D_c$  là hệ số tán sắc của sợi, và  $\Delta\lambda = |\lambda_1 - \lambda_2|$  là khoảng cách kênh bước sóng.

Biểu thức (1.21) cho thấy độ lớn của hiệu ứng XPM phụ thuộc vào tán sắc sợi và khoảng cách kênh bước sóng. Với các sợi có tán sắc lớn, biến đổi pha của xung do XPM sẽ nhỏ do khi đó  $L_w$  tương đối nhỏ dẫn đến sự tương tác giữa các xung sẽ ít hơn. Trong khi đó, dạng xung bị biến đổi do ảnh hưởng của tham số tán

sắc của sợi lại lớn hơn. Điều này dẫn đến việc phân tích ảnh hưởng của hiệu ứng XPM trong điều kiện hệ thống có quản lý tán sắc tương đối phức tạp. Khi khoảng cách kênh bước sóng lớn,  $L_w$  sẽ giảm, vì thế ảnh hưởng XPM cũng giảm. Với một tín hiệu OFDM quang tại kênh thứ  $k$ , các trường quang gây ra ảnh hưởng XPM gồm có:

- Công suất sóng mang của kênh lân cận;
- Công suất tín hiệu OFDM quang của kênh lân cận;
- Công suất sóng mang của chính kênh đó nếu tồn tại  $B_{gap} \neq 0$ ;
- Công suất của các sóng mang con của chính tín hiệu OFDM quang trong trường hợp tín hiệu OFDM quang được tổng hợp trong miền quang.

Sự biến đổi pha của tín hiệu OFDM quang do SPM, XPM được chuyển thành biến đổi cường độ, gây xuyên nhiễu giữa các sóng mang con làm suy giảm chất lượng hệ thống. Trong các hệ thống có sử dụng khuếch đại quang, nhiễu ASE cùng với SPM, XPM gây ra nhiễu pha phi tuyến và cũng là yếu tố giới hạn hiệu năng hệ thống [137].

### ***c) Hiệu ứng trộn bốn sóng (FWM)***

Hiệu ứng FWM là hiệu ứng mà 2 hoặc nhiều hơn sóng quang với các tần số khác nhau sẽ tương tác với nhau tạo ra các thành phần có tần số mới. Sóng quang mới tạo ra phải thỏa mãn điều kiện bảo toàn năng lượng và động lượng. Giả sử có 3 bước sóng quang với tần số  $f_k, f_m, f_l$  cùng lan truyền trong sợi thì tổ hợp các sóng quang mới được tạo ra sẽ có tần số  $f_j = f_k + f_l - f_m$ , khi chúng thỏa mãn điều kiện phối hợp pha, rút ra từ điều kiện bảo toàn động lượng, như sau:

$$\beta_j = \beta_k + \beta_l - \beta_m \quad (1.22)$$

với  $\beta_i$  là hằng số lan truyền tương ứng của từng sóng quang. Trên thực tế, giữa các sóng quang có sự sai khác nhất định về hằng số lan truyền, gây ra độ lệch về điều kiện phối hợp pha. Độ lệch của điều kiện phối hợp pha giữa các sóng quang, hay còn gọi là hệ số phối hợp pha, được xác định bởi biểu thức [40]

$$\Delta\beta = \beta_k + \beta_l - \beta_m - \beta_j \quad (1.23)$$

Hiệu suất tạo tín hiệu FWM càng lớn khi  $\Delta\beta$  tiến tới 0. Quá trình tạo tần số mới trong hiệu ứng FWM phải thoả mãn định luật bảo toàn về năng lượng và động lượng. Với hiệu ứng FWM, hai trong ba tần số sóng mang quang có thể trùng nhau, khi đó chỉ với hai tần số quang thoả mãn điều kiện phối hợp pha vẫn tạo ra tần số quang mới. Trường hợp này được gọi là FWM suy biến.

Công suất của tín hiệu FWM, có tần số  $f_j$ , là một hàm của các công suất sóng quang thành phần  $P_i, i = k, l, m$ , chiết suất phi tuyến và diện tích hiệu dụng, có dạng [129]:

$$P_j \sim \left( \frac{2\pi f_j n_2 D}{3c A_{eff}} \right)^2 P_k P_l P_m L_{eff}^2 \quad (1.24)$$

Ở đây,  $D$  là hệ số suy biến của FWM,  $D = 3$  trong trường hợp FWM suy biến và  $D = 6$  trong trường hợp FWM không suy biến.

Với hệ thống gồm  $W$  kênh bước sóng có khoảng cách đều nhau thì tổng số các thành phần FWM mới được tạo ra có thể tính như sau [40]

$$M_{FWM} = \frac{1}{2} (W^3 - W^2) \quad (1.25)$$

Biểu thức (1.25) cho thấy, số sóng quang mới tạo thành bởi FWM tăng rất nhanh theo số lượng kênh bước sóng của hệ thống, cũng có nghĩa là công suất của kênh gốc suy giảm nhanh khi số kênh tăng lên. Trong trường hợp tần số mới được tạo ra trùng với tần số của các kênh tín hiệu gốc thì sẽ gây xuyên kênh, làm suy giảm chất lượng của hệ thống.

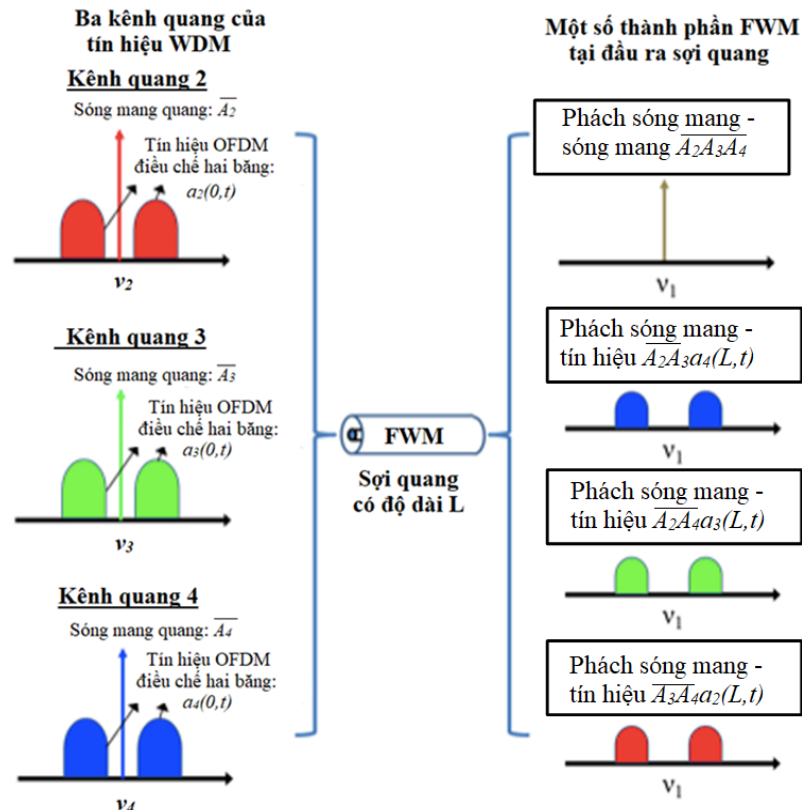
Hiệu suất của hiệu ứng FWM cho biết công suất các sóng FWM được tạo ra trong điều kiện hệ thống cụ thể. Khi tất cả các kênh có công suất như nhau, hiệu suất FWM,  $\eta$ , tỷ lệ với  $n_2$ ,  $A_{eff}$  và  $D_c$  như sau [118]:

$$\eta \sim \left[ \frac{n_2}{A_{eff} D_c (\Delta\lambda)^2} \right]^2 \quad (1.26)$$

Công thức (1.26) cho thấy, hiệu ứng FWM có thể hạn chế bằng cách tăng khoảng cách kênh hoặc tăng tán sắc của sợi. Tuy nhiên, tăng khoảng cách kênh sẽ



làm hạn chế dung lượng của hệ thống. Tăng tán sắc sợi sẽ làm giới hạn dung lượng hệ thống, thậm chí ở mức không thể chấp nhận được. Nhưng nếu thực hiện quản lý tán sắc một cách phù hợp, thì có thể vừa đảm bảo tổng tán sắc trung bình trên toàn tuyến vẫn nằm trong giới hạn cho phép mà vẫn hạn chế được ảnh hưởng của hiệu ứng FWM.



Hình 1.13: Một số thành phần FWM của hệ thống O-OFDM WDM 3 kênh [118]

Đối với hệ thống OFDM quang, các thành phần sóng quang mới được tạo ra bởi FWM được biểu diễn trong hình 1.13, bao gồm

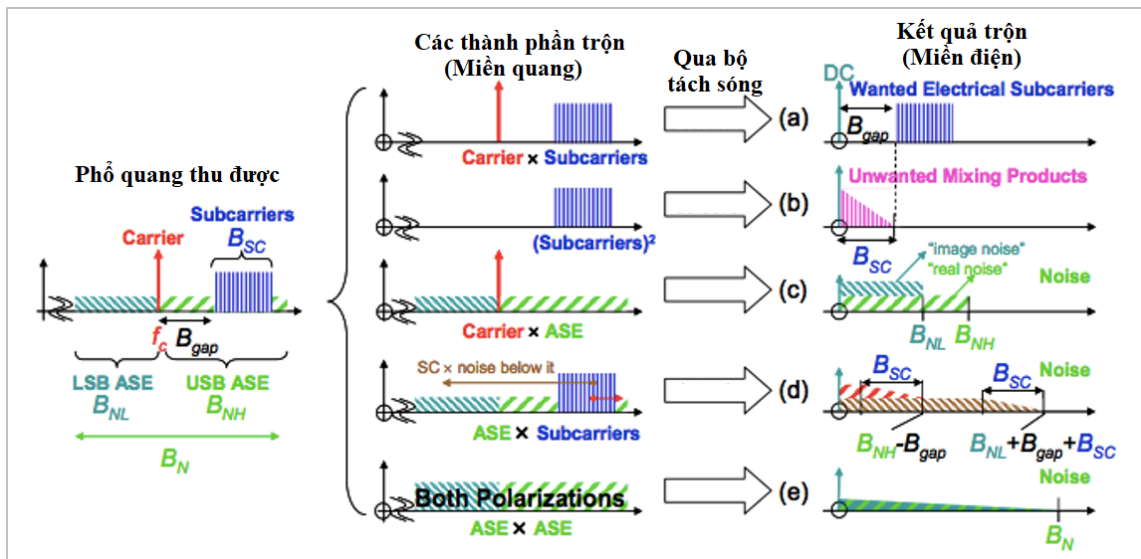
- Sóng mang – sóng mang – sóng mang
- Sóng mang – sóng mang – tín hiệu OFDM
- Sóng mang – tín hiệu OFDM – tín hiệu OFDM
- Tín hiệu OFDM – tín hiệu OFDM – tín hiệu OFDM

Khác với hệ thống quang khác, hệ thống OFDM quang còn có thêm tổ hợp trộn giữa các sóng mang con của chính tín hiệu OFDM quang tại mỗi kênh bước sóng. Do số lượng sóng mang con lớn nên số lượng các thành phần tổ hợp FWM sinh ra

là rất lớn. Vì vậy, các nghiên cứu ảnh hưởng phi tuyến trong hệ thống OFDM quang thường tập trung vào tác động của hiệu ứng FWM.

#### 1.4.6 Nhiễu phách tại bộ thu

Như đã trình bày trong mục 1.3.3, trường quang đến bộ tách sóng gồm tín hiệu OFDM quang, sóng mang quang và các nhiễu phát sinh như nhiễu ASE, nhiễu phách tín hiệu-tín hiệu, nhiễu phách tín hiệu-sóng mang, ... Tại đây, tổ hợp này được tách sóng quang theo luật bình phương, vì thế sẽ xuất hiện các thành phần không mong muốn tại dòng tách quang đầu ra.



Hình 1.14: Phân tích phổ của tín hiệu OFDM quang tại phía thu khi sử dụng giải pháp tách sóng trực tiếp [4]

Hình 1.14 mô tả cách thức nhiễu ASE, tín hiệu sóng mang quang tại tần số  $f_c$  và tín hiệu OFDM quang đơn băng bị trộn lẫn với nhau tại bộ tách quang làm phát sinh nhiễu trong miền điện. Nhiễu ASE không phân cực và có dạng phổ trắng vì thế tại bộ thu thường sử dụng một bộ lọc quang có băng tần  $B_N$  để hạn chế băng tần nhiễu ASE. Phổ của nhiễu ASE sẽ nằm quanh tần số  $f_c$  gồm hai nửa  $B_{NL}$  và  $B_{NH}$  với  $B_{NL} + B_{NH} = B_N$ . Phổ tín hiệu OFDM quang gồm nhiều sóng mang con, có độ lớn  $B_{SC}$ . Tùy thuộc vào cách thức điều chế mà tín hiệu OFDM có thể được điều chế lên tần số RF trước khi điều chế lên tần số sóng mang quang hoặc không, vì thế, tồn tại một khoảng cách giữa tần số sóng mang quang và tần số tín hiệu OFDM quang,

được kí hiệu là  $B_{gap}$ .  $B_{gap} = 0$  nếu tín hiệu OFDM được điều chế bằng góc lên tần số sóng mang quang và  $B_{gap} = f_{RF}$  nếu tín hiệu OFDM được điều chế lên tần số RF trước khi điều chế lên tần số sóng mang quang. Phổ của tín hiệu nhận được tại đầu vào bộ tách sóng quang với giả thiết  $B_{gap} \neq 0$ , gồm phổ tín hiệu sóng mang quang, phổ tín hiệu OFDM quang và phổ nhiễu ASE, được biểu diễn bên trái hình 1.14. Trong quá trình chuyển đổi quang - điện tại bộ tách sóng quang, các trường quang trên bị trộn với nhau, làm phát sinh nhiễu có biểu diễn phổ như mô tả ở phía phải hình 1.14. Trong thực tế, không thể tách từng thành phần nhiễu điện như mô tả, tuy nhiên trong phân tích lý thuyết, việc này hoàn toàn thực hiện được. Dòng tách quang thu được gồm các thành phần tương ứng như sau

- a) Trộn giữa sóng mang quang và tín hiệu OFDM quang: cho phép khôi phục được tín hiệu OFDM mong muốn trong miền điện với băng tần  $B_{SC}$ , đây là mục tiêu cần đạt được của bộ thu.
- b) Trộn giữa tín hiệu OFDM quang và tín hiệu OFDM quang: tạo ra tín hiệu không mong muốn có phổ nằm quanh thành phần một chiều DC với độ rộng phổ là  $B_{SC}$ . Để tránh phần phổ này chồng lấn lên phổ tín hiệu OFDM mong muốn, tín hiệu OFDM được dịch lên tần số RF  $\geq B_{SC}$  trước khi được điều chế lên sóng mang quang, tức là  $B_{gap} \geq B_{SC}$ . Như vậy, sử dụng một bộ lọc phù hợp sẽ hoàn toàn có thể khôi phục tín hiệu OFDM quang mà không chịu ảnh hưởng của méo tín hiệu. Tuy nhiên, cách thức này làm giảm hiệu quả sử dụng băng tần do phổ tín hiệu OFDM quang sau khi điều chế lên sóng mang quang sẽ tăng lên.
- c) Trộn giữa tín hiệu sóng mang quang và nhiễu ASE vùng băng tần  $B_{NH}$  (phổ nhiễu ASE trùng với phổ của tín hiệu OFDM): tạo ra nhiễu có phổ nằm trùng với vùng phổ tín hiệu OFDM. Đây chính là thành phần nhiễu chính quyết định đến giới hạn nhiễu của hệ thống. Tương tự cho phần nhiễu ASE vùng băng tần  $B_{NL}$  cũng tạo ra nhiễu có phổ trùng với vùng phổ tín hiệu OFDM, còn được gọi là nhiễu phách ảnh.
- d) Trộn giữa tín hiệu OFDM và nhiễu ASE (có cùng phân cực): các sóng mang con trộn với các thành phần phổ của nhiễu ASE trong cùng dải băng tần sẽ gây ra nhiễu trong băng của tín hiệu điện.

- e) Trộn giữa nhiều ASE và nhiễu ASE: tạo ra nhiễu có độ rộng phổ đúng bằng độ rộng băng tần  $B_N$  của nhiễu ASE đầu vào.

## 1.5 CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

### 1.5.1 Các công trình nghiên cứu tại Việt Nam

Tại Việt Nam, các kết quả nghiên cứu liên quan đến hệ thống OFDM quang còn hạn chế. Các nghiên cứu này mới dừng lại ở việc nghiên cứu cơ bản về quá trình tạo tín hiệu OFDM quang hay khảo sát trong điều kiện kênh đơn giản để phù hợp với yêu cầu của khoá luận tốt nghiệp đại học, cao học ở một số trường đại học như Đại học Khoa học tự nhiên, thành phố Hồ Chí Minh [35, 70]. Các nghiên cứu chuyên sâu về hệ thống OFDM quang cũng như đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang dưới ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến còn hạn chế.

### 1.5.2 Các công trình nghiên cứu trên thế giới

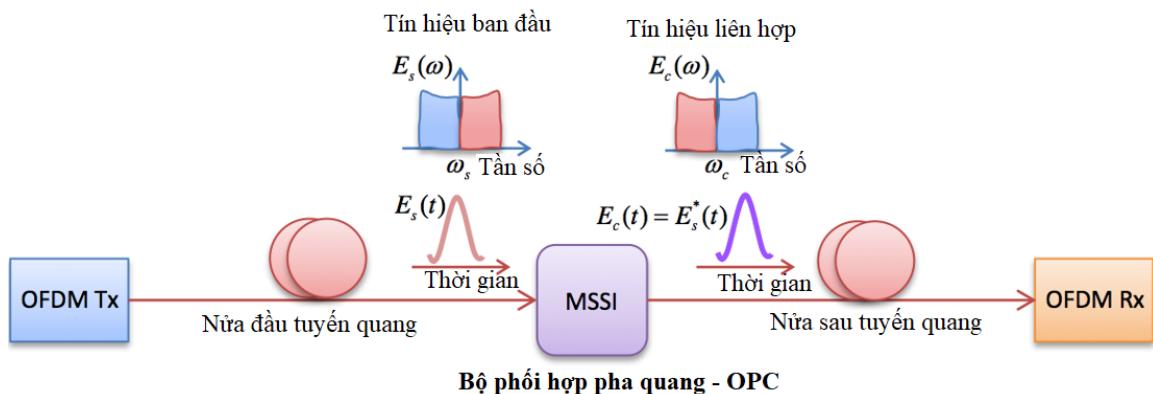
Trong những năm gần đây, kĩ thuật OFDM quang được nghiên cứu triển khai không chỉ trong các hệ thống truyền thông quang không dây mà còn được ứng dụng trong các hệ thống truyền dẫn quang sử dụng sợi đơn mode, đa mode. Với những ưu điểm về hiệu quả sử dụng băng tần cao, khả năng chống chịu ảnh hưởng của tán sắc, kĩ thuật OFDM quang được kì vọng là giải pháp tiềm năng cho các mạng quang sử dụng sợi đơn mode thế hệ tiếp theo, bao gồm cả mạng đường trục và liên kết backhaul cho mạng truy nhập. Trong các nghiên cứu hướng tới ứng dụng OFDM quang, ảnh hưởng và các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến cho hệ thống OFDM quang đang được rất được quan tâm. Các nghiên cứu tập trung theo ba hướng chủ yếu là các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng của phi tuyến thực hiện trong miền quang, trong miền điện và đồng thời trong cả hai miền quang, điện.

#### 1.5.2.1 Các nghiên cứu về giảm ảnh hưởng của phi tuyến trong miền quang

Ưu điểm lớn nhất của các giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong miền quang là không cần thực hiện quá trình chuyển đổi quang - điện - quang, giúp cho hệ thống trong suốt trong miền quang và cho phép giảm thiểu ảnh hưởng của các

ảnh hưởng phi tuyến trên sợi quang đồng thời cho tất cả các kênh bước sóng. Dưới đây là các giải pháp điển hình

**Giải pháp đảo phổ giữa tuyến (MSSI - Mid-Span Spectral Inversion):** thực hiện giảm ảnh hưởng phi tuyến cho các hệ thống OFDM quang sử dụng bộ phối hợp pha quang (OPC - Optical Phase Conjugator) đặt tại chính giữa tuyến truyền dẫn. OPC thực hiện đảo phổ tín hiệu quang để bù hiệu ứng phi tuyến trên đường truyền như mô tả trong hình 1.15. Các thành phần phi tuyến bậc chẵn và tán sắc GVD sinh ra trong nửa đầu tuyến truyền dẫn được bù hoàn toàn ở nửa sau tuyến truyền dẫn nhờ bộ OPC, nguyên lý này còn được gọi là nguyên lý truyền ngược trong miền quang. Ban đầu, OPC được sử dụng để bù tán sắc [13] nhưng sau đó, Pepper và các cộng sự [30] chỉ ra rằng OPC hoàn toàn bù được phi tuyến. Trong giai đoạn đầu tiên, giải pháp MSSI sử dụng OPC chỉ còn thu hút một số ít nhóm nghiên cứu [107, 115] do nhược điểm về độ phức tạp cũng như vật liệu chế tạo OPC. Tuy nhiên, trong những năm gần đây, tiến bộ đáng kể về vật liệu chế tạo OPC cũng như ưu điểm khi giải pháp thực hiện hoàn toàn trong miền quang (như xử lý đa kênh bước sóng, trong suốt với mọi định dạng điều chế và tốc độ bit, ...) đã giúp cho hướng nghiên cứu về MSSI nhận được sự quan tâm rất lớn [81, 86, 113].



Hình 1.15. Hệ thống OFDM quang bù phi tuyến sử dụng OPC [81]

Vật liệu chế tạo OPC cần có hệ số phi tuyến cao để đạt được hiệu suất tạo tín hiệu liên hợp phức lớn thông qua các hiệu ứng phi tuyến như điều chế pha chéo hay trộn bốn sóng [67, 75, 107]. Một số vật liệu và cấu kiện phổ biến được sử dụng để chế tạo OPC đó là PPNL (Periodically Poled Lithium-Niobate), các bộ khuếch đại

bán dẫn SOA, sợi quang đơn mode dịch tán sắc (DS-SMF - Dispersion Shifted - Single Mode Fiber) và sợi quang phi tuyến cao HNLF (High Non-Linear Fiber). Trong đó, OPC sử dụng HNLF có ưu điểm hơn hẳn nhờ cấu trúc đơn giản và giá thành thấp, hơn nữa OPC hoàn toàn dựa trên sợi quang cũng cho phép làm giảm suy hao của các bộ ghép nối.

Nâng cao hiệu năng cho các bộ OPC khi ứng dụng trong các hệ thống OFDM quang dung lượng lớn là rất cần thiết. Một số giải pháp cải tiến OPC được đề xuất như sử dụng OPC hai tầng [107], kết hợp phối hợp pha quang và ghép kênh phân cực cho phép bù phi tuyến cho hệ thống lên tới 1,21 Tb/s [85], kết hợp phối hợp pha quang với bộ lọc quang [84], chia nhỏ phân tử phi tuyến [83] hay sử dụng nhiều module phối hợp pha quang [1, 46]. Giải pháp cải tiến về vật liệu chế tạo môi trường phi tuyến cho OPC cũng được quan tâm như bộ phối hợp pha quang dựa trên ống dẫn sóng phẳng cấu tạo từ thủy tinh  $As_2S_3$  [19] hoặc chalcogenide [132].

**Giải pháp truyền ngược trong miền quang (OBP - Optical Back Propagation):** về bản chất là giải pháp cải tiến hơn của MSSSI nhằm giải quyết được thách thức lớn nhất của MSSSI là về vị trí đặt chính giữa tuyến truyền dẫn. Giải pháp OBP cũng dựa trên nguyên lý truyền ngược, tuy nhiên OBP được đặt ở phía cuối đường truyền. Về cơ bản, cấu tạo một bộ OBP gồm một bộ liên hợp pha để tạo ra tín hiệu liên hợp pha như trong MSSSI, phân tử quang bù tán sắc và phân tử quang phi tuyến. Nhờ vậy, ảnh hưởng tán sắc và phi tuyến phát sinh trên sợi truyền dẫn sẽ được bù lại khi tín hiệu được đưa qua OBP. Một số nghiên cứu gần đây về môi trường phi tuyến phù hợp cho OBP tập trung vào các giải pháp như sử dụng sợi quang độ phi tuyến cao HNLF [106, 132], sợi quang tán sắc biến đổi DVF (Dispersion Varied Fiber) [131].

### ***1.5.2.2 Các nghiên cứu về giảm ảnh hưởng phi tuyến trong miền điện***

Các giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong miền quang chỉ khắc phục được các ảnh hưởng phi tuyến trên đường truyền. Các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong miền điện chủ yếu thực hiện dựa trên các thuật toán xử lý tín hiệu, hướng đến làm giảm cả ảnh hưởng méo phi tuyến của các phân tử và ảnh

hưởng do các hiệu ứng phi tuyến trên sợi gây ra. Trong đó, các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến thực hiện tại phía phát được gọi là “bù trước”, các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến thực hiện tại phía thu được gọi là “bù sau”. Bù trước hoặc bù sau riêng rẽ chỉ có hiệu quả cao trên các chặng đầu hoặc trên các chặng cuối của tuyến truyền dẫn. Tích hợp hợp lý cả bù trước và bù sau sẽ cho hiệu quả cao hơn, nhưng khi đó độ phức tạp và giá thành của hệ thống cũng tăng lên [3].

**Giảm PAPR** là một trong những giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến cho hệ thống OFDM quang. Trên đường truyền, PAPR thay đổi nhiều hay ít tùy thuộc ảnh hưởng của tán sắc trên sợi, do vậy, các giải pháp giảm PAPR sẽ có hiệu quả khác nhau trong các tuyến truyền dẫn có bù hoặc không bù tán sắc. Giải pháp cơ bản và phổ biến nhất để giảm tỉ số PAPR là xén biên độ đỉnh tín hiệu OFDM quang [52]. Tuy nhiên, giải pháp này gây méo tín hiệu do làm dịch chuyển giản đồ chòm sao khỏi vị trí ban đầu, dẫn đến làm tăng BER của hệ thống. Giải pháp dựa trên kĩ thuật SLM (Selected Mapping) [117] thực hiện tối thiểu hoá PAPR bằng cách nhân vector OFDM trong miền tần số với các trọng số được lựa chọn trước của vector SLM trước khi đưa qua bộ IFFT. Nhược điểm của giải pháp này là làm giảm hiệu quả sử dụng băng tần do phải truyền thêm vector SLM, tăng độ phức tạp và tăng số điểm IFFT. Kĩ thuật mở rộng giản đồ chòm sao tích cực (Active Constellation Extension - ACE) [17] cũng được ứng dụng để giảm PAPR bằng cách duy trì khoảng cách tối thiểu giữa các điểm trong chòm sao và chỉ cho phép mở rộng các ngưỡng quyết định của thuật toán ML (maximum-likelihood). Giải pháp này làm tăng công suất trung bình của tín hiệu và không phù hợp cho các giải pháp điều chế đa mức bậc cao. Gần đây, nhiều nhóm nghiên cứu đã đề xuất một số kĩ thuật khác nhau để cải tiến giải pháp giảm tỉ số PAPR như kết hợp giữa xén đỉnh với xáo trộn tín hiệu [71, 145], sử dụng tín hiệu pilot [139], ...

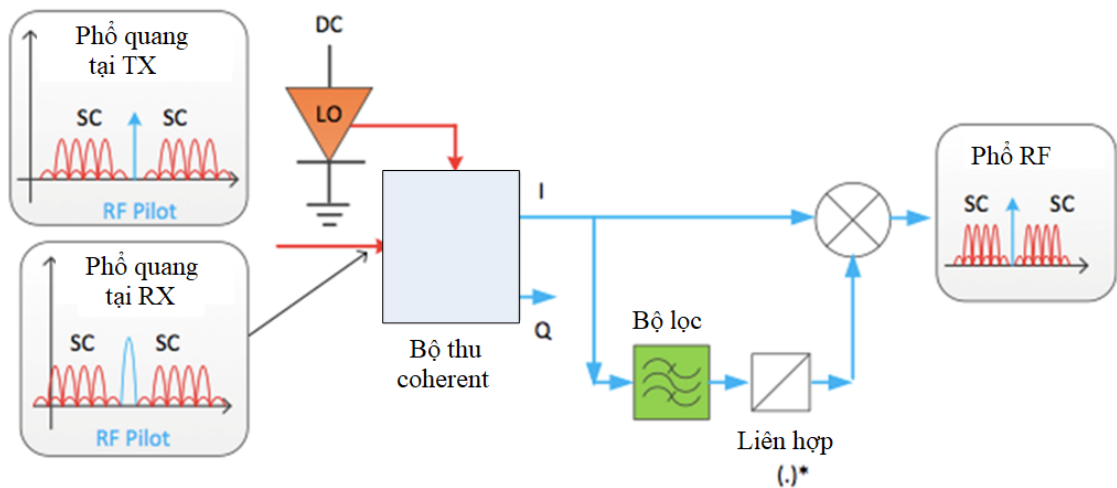
**Giải pháp truyền ngược** (DBP - Digital Back Propagation) trong miền số cho phép bù cả ảnh hưởng tán sắc và ảnh hưởng phi tuyến của hệ thống OFDM quang [37, 38]. Giải pháp này xác định các tham số xử lý tín hiệu dựa trên kết quả giải phương trình Schrodinger phi tuyến (NSE - Nonlinear Schrodinger Equation)

theo hướng truyền ngược tín hiệu quang trên “sợi quang giả tưởng” có các tham số ngược với sợi quang để truyền dẫn. Để giải NSE cho hướng truyền ngược, phương pháp Fourier tách bước (SSFM - Split Step Fourier Method) [37] được sử dụng phổ biến hơn cả. Ngoài ra, một số phương pháp khác như sử dụng **chuỗi Volterra**, **biến đổi Fourier phi tuyến** (NFT - Nonlinear Fourier Transform) hay dựa trên **phương pháp xáo trộn** được sử dụng để mô hình hoá kênh truyền sợi quang ứng dụng cho giải pháp truyền ngược [33, 114, 123]. Nhược điểm lớn nhất của giải pháp DBP chính là độ phức tạp trong tính toán. Số lượng tính toán càng lớn đòi hỏi năng lực của các bộ vi mạch xử lý tín hiệu số rất cao, thời gian tính toán dài, dẫn tới mất khả năng ứng dụng giải pháp trong các hệ thống thời gian thực. Trong những năm gần đây, nhiều nhóm nghiên cứu tập trung tìm kiếm các phương pháp làm giảm độ phức tạp tính toán cho DBP như dựa vào quản lý tán sắc [10], giảm số lượng bộ IFFT [124] hay sử dụng tín hiệu OFDM đa băng [74], cải tiến thuật toán để giảm độ phức tạp tính toán [80, 95] ...

Giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến dựa trên **xung RF-pilot** ban đầu được đề xuất để bù nhiễu pha laser. Sau đó, các kết quả nghiên cứu của S. Jansen và cộng sự cho thấy giải pháp còn có hiệu quả giảm thiểu ảnh hưởng của các hiệu ứng SPM và XPM trên đường truyền [16, 104]. Theo giải pháp này, phổ của xung RF-pilot hoặc sóng mang quang được chèn vào giữa phổ tín hiệu OFDM bằng cách không điều chế dữ liệu lên một số sóng mang con OFDM quanh vị trí xung pilot. Như vậy, phổ tín hiệu pilot và các sóng mang con OFDM không bị chồng lấn lên nhau như mô tả trong hình 1.22 [81]. Ảnh hưởng của nhiễu pha và các hiệu ứng phi tuyến SPM và XPM trên đường truyền lên tín hiệu pilot hoàn toàn giống như với ảnh hưởng lên tín hiệu OFDM. Vì thế, ảnh hưởng phi tuyến có thể được loại bỏ bằng cách đảo pha tín hiệu pilot và nhân với tín hiệu OFDM quang nhận được. Nhược điểm chính của giải pháp này là ảnh hưởng của nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại (ASE) trên đường truyền gây ảnh hưởng đến thông tin về pha của tín hiệu pilot. Do ảnh hưởng này mà đối với các hệ thống truyền dẫn khoảng cách lớn, giới hạn phi tuyến chỉ cải thiện được khá nhỏ. Một số các giải pháp bù phi tuyến



dựa trên xung pilot cải tiến đã được đề xuất như bù phi tuyến hai tầng [14], kết hợp liên hợp pha để triển khai cho các hệ thống CO-OFDM [108]. Ưu điểm lớn nhất của giải pháp này là không cần thêm bất kì phần cứng nào mà hoàn toàn dựa trên kĩ thuật xử lý tín hiệu và rất phù hợp cho các hệ thống O-OFDM WDM do loại bỏ được hiệu ứng XPM mà không cần xử lý phức tạp như giải pháp truyền ngược.



Hình 1.16. Giải pháp bù phi tuyến sử dụng xung pilot [81]

Trong đề xuất ban đầu của W. Shieh và cộng sự, **giải pháp phối hợp pha số** (DPC - Digital Phase Conjugation) thực hiện đúng các chức năng của bộ phối hợp pha trong miền số, tức là thực hiện số hoá quá trình phối hợp pha và lan truyền của tín hiệu OFDM quang trong nửa đường truyền thứ hai [128]. Như vậy, nhiễu phi tuyến và ảnh hưởng phi tuyến của tín hiệu sẽ được bù tại bộ xử lý tín hiệu ở phía thu thay vì phải đặt các bộ phối hợp pha quang ở chính giữa tuyến truyền dẫn. Đến năm 2013, X. Liu và cộng sự lần đầu giới thiệu giải pháp phối hợp pha số dựa trên ý tưởng truyền dẫn hai sóng sinh đôi phối hợp pha (PCTW - Phase Conjugated Twin Waves) trên hai mặt phẳng phân cực trực giao của sóng mang quang [134]. Dưới ảnh hưởng của đường truyền, méo phi tuyến của hai sóng sinh đôi hoàn toàn không tương quan và sóng phối hợp pha sẽ bị quay mặt phẳng phân cực. Do vậy, bằng việc cộng trong miền số hai sóng phối hợp pha thu được tại bộ thu, trường quang ban đầu được khôi phục trong khi ảnh hưởng phi tuyến và tán sắc trên đường truyền hoàn toàn bị loại bỏ, ảnh hưởng nhiễu ASE giảm đi một nửa. Giải pháp PCTW được cải tiến để triển khai trong các miền khác nhau như thời gian, không gian, tần

số. Trong miền thời gian, một cặp gồm hai khối kí hiệu phối hợp pha được truyền trong hai khe thời gian liên tiếp [45, 122]. Trong miền tần số hai xung pilot phối hợp pha được truyền trên hai tần số trực giao [113]. Trong không gian, hai tín hiệu AO-OFDM phối hợp pha được truyền trên hai sợi quang hoàn toàn giống nhau [57]. Giải pháp PCTW đòi hỏi phải truyền một bản sao của dữ liệu cần truyền hay xung pilot để tạo tín hiệu phối hợp pha, vì thế hiệu suất phổ bị giảm đáng kể.

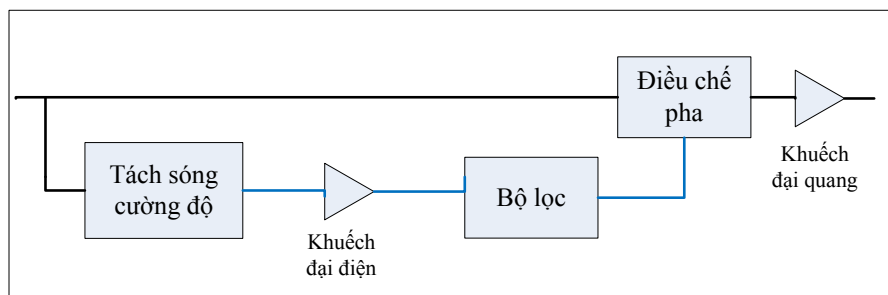
Các nhóm giải pháp ảnh hưởng của **nhieũ pha phi tuyến** bao gồm những đề xuất có ý nghĩa lớn nhằm cải thiện hiệu năng cho hệ thống OFDM quang. Nhiễ pha phi tuyến chủ yếu là do sự tương tác giữa nhiễ ASE với các hiệu ứng Kerr trên sợi quang [137], một phần nhỏ là do nhiễ pha laser tại phía phát [135]. Phần lớn các giải pháp giảm nhiễ pha phi tuyến xuất phát từ ý tưởng sử dụng xung pilot với mục đích thu được thông tin pha trên đường truyền [104, 121]. Một số nghiên cứu gần đây hướng tới các giải pháp khác như sử dụng mạng neuron [50], khai triển Gauss [141], ... Trong [56], J. Hmood và các cộng sự đã đề xuất giải pháp giảm nhiễ pha phi tuyến cho hệ thống AO-OFDM bằng cách giảm thời gian tương tác giữa các sóng mang con dựa trên việc tạo ra độ trễ giữa các sóng mang con chẵn và lẻ. Bộ khử nhiễ pha toàn quang được thực nghiệm thành công cho hệ thống 40 Gb/s sử dụng điều chế QPSK cũng dựa trên các phần tử phi tuyến có độ trễ khác nhau [9].

**Giải pháp loại bỏ nhiễ phách tín hiệu - tín hiệu (SSBI - Signal-Signal Beat Interference)** tại bộ tách sóng đơn giản nhất là sử dụng “băng tần trống” giữa sóng mang quang và tín hiệu OFDM trong miền tần số. Tuy nhiên, kĩ thuật này làm giảm hiệu quả sử dụng băng tần của hệ thống, đòi hỏi PD phải có băng tần đủ lớn, và làm tăng tốc độ lấy mẫu của các bộ DAC/ADC tại các bộ thu, phát. Một kĩ thuật loại bỏ SSBI khác trong miền quang đó là sử dụng bộ thu cân bằng [125]. Với kĩ thuật này, không chỉ SSBI mà cả nhiễ pha và nhiễ do tán sắc phân cực mode đều được loại bỏ, tuy nhiên, phải trả giá là chỉ một nửa công suất quang thu được đưa vào mỗi bộ tách sóng. Kĩ thuật SSBI được cải tiến để nâng cao hiệu quả giảm ảnh hưởng phi tuyến bằng cách như sử dụng một bộ xáo trộn quang (Interleaver - IL) và

một coupler quang 2x2 cùng với bộ thu cân bằng để tăng độ nhạy thu lên gấp hai lần [60] hoặc kết hợp giữa phân cực ánh sáng trên đường truyền và bộ thu cân bằng [146]. Kỹ thuật SSBI trong miền số được đề xuất đầu tiên sử dụng bộ lọc tuyến tính đơn tầng có cấu trúc rất đơn giản [112], bằng cách cộng trong miền số tín hiệu được khôi phục nhờ bộ lọc với chính tín hiệu thu được. Nhược điểm của kỹ thuật này là làm phát sinh nhiễu phách mới. Kỹ thuật lọc tuyến tính có lặp đơn tầng [69] và hai tầng [150] có cấu trúc phức tạp hơn được sử dụng nhằm loại bỏ nhiễu phách phát sinh. Kỹ thuật bù SSBI trong miền số được giới thiệu gần đây dựa trên phương pháp Krames-Kronig, phương pháp khôi phục pha quang từ đường bao của tín hiệu quang, đã được chứng minh bằng lý thuyết và thực nghiệm rằng có hiệu năng tốt hơn các kỹ thuật sử dụng bộ lọc [8, 149].

### 1.5.2.3 Các giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong cả hai miền quang, điện

Giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong cả hai miền quang điện kết hợp kỹ thuật tách sóng trực tiếp và điều chế pha quang [15]. Sơ đồ khôi thiết bị thực hiện giải pháp như trên hình 1.17. Ở đây, tín hiệu sau tách sóng cường độ là tín hiệu RF (miền điện) được đưa tới điều khiển bộ điều biến tín hiệu OFDM quang (miền quang). Trong [15], giải pháp này đã thực nghiệm thành công cho hệ thống WDM 7 kênh bước sóng với khoảng cách truyền dẫn 3200 km khi cho phép hệ số chất lượng Q của kênh trung tâm cải thiện được tới 2,7 dB trong trường hợp có quản lý tán sắc và 1,1 dB trong trường hợp không quản lý tán sắc.



Hình 1.17. Giải pháp bù phi tuyến sử dụng phương pháp quang điện [15]

### 1.5.3 Nhận xét về các công trình nghiên cứu

Qua khảo sát và phân tích các kết quả nghiên cứu trong và ngoài nước trên đây về các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến, nghiên cứu

sinh nhận thấy còn một số những điểm tồn tại khi ứng dụng cho các hệ thống OFDM quang, cụ thể như sau:

*a) Hạn chế của các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến khi ứng dụng cho hệ thống IM-DD O-OFDM*

Các giải pháp giảm thiểu phi tuyến trong miền số chủ yếu dựa trên thông tin về sự biến đổi pha của tín hiệu khi lan truyền vì thế được đề xuất ứng dụng chủ yếu trong các hệ thống thông tin quang coherent. Trong khi đó, việc đề xuất các giải pháp đơn giản giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến cho hệ thống IM-DD O-OFDM cũng như đánh giá hiệu quả của các giải pháp này còn hạn chế.

Các giải pháp giảm ảnh hưởng hiệu ứng phi tuyến trong miền quang chủ yếu đặt ở chính giữa và cuối sợi quang sẽ làm tăng độ phức tạp và chi phí cho phần truyền dẫn và phân thu của hệ thống truyền dẫn quang. Vì thế, các giải pháp này không phù hợp cho các mạng truy nhập quang thụ động do yêu cầu các phân hệ phía người dùng phải đơn giản.

*b) Hạn chế của các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong hệ thống O-OFDM WDM*

Đối với các hệ thống O-OFDM WDM, nhiễu phi tuyến trên đường truyền tăng mạnh do có thêm sự tương tác giữa các sóng mang quang, giữa sóng mang quang - sóng tín hiệu OFDM và giữa các sóng tín hiệu OFDM. Trong khi đó, các giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong miền số đặt tại các bộ thu, phát chỉ thực hiện bù phi tuyến cho từng kênh bước sóng. Mặt khác, tại mỗi module bù phi tuyến cần phải có thông tin về tín hiệu của các kênh lân cận để thực hiện bù lượng phi tuyến phát sinh trong hệ thống O-OFDM WDM. Do vậy, độ phức tạp của các giải pháp bù phi tuyến trong miền số cho các hệ thống O-OFDM WDM sẽ tăng lên theo cấp số mũ. Các nghiên cứu hiện nay chưa đánh giá đầy đủ hiệu năng của giải pháp bù phi tuyến trong miền số cho các hệ thống O-OFDM WDM cũng như đánh giá về độ phức tạp tính toán của các giải pháp này.

*c) Hạn chế của các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong các hệ thống yêu cầu về thời gian thực*

Các giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến trong miền số sử dụng các vi mạch xử lý tín hiệu đặt tại các bộ thu, phát vì thế luôn luôn có sự trả giá giữa hiệu suất bù phi tuyến và độ phức tạp tính toán của từng giải pháp. Trễ thời gian xử lý phụ thuộc vào độ phức tạp tính toán của từng giải pháp và tốc độ của bộ vi mạch xử lý tín hiệu. Độ trễ này ảnh hưởng không nhỏ đến các hệ thống yêu cầu thời gian thực. Hiện nay, những tiến bộ vượt bậc về tốc độ của các bộ vi mạch xử lý tín hiệu đã cải thiện được đáng kể hạn chế này nhưng làm tăng chi phí hệ thống.

Bảng 1.2. Các giải pháp bù ảnh hưởng phi tuyến

Giải pháp bù ảnh hưởng phi tuyến	Vị trí		Độ phức tạp		Khả năng bù ảnh hưởng phi tuyến	
	Bù trước	Bù sau	Phức tạp	Đơn giản	Phi tuyến tại bộ phát/ thu	Phi tuyến sợi quang
MMSI [1,19,46,67,75,78,81,83-86,132,133]	X	X	✓	X	X	✓
OPB [106,131,132]	X	✓	✓	X	X	✓
Giảm PAPR [17,71,117,139,145]	✓	✓	✓	X	✓	✓
DBP [10,33,37,38,74,80,114,123,124]	✓	✓	✓	X	✓	✓
Xung RF-pilot [16,104]	X	✓	✓	X	X	✓
DCP [45,57,113,134]	X	✓	✓	X	✓	✓
Bù nhiều pha [9,50,56,141]	X	✓	✓	X	✓	✓
Loại bỏ SSBI [8,60,69,112,125,146,149,150]	X	✓	X	✓	✓	✓
Phương pháp quang điện [15]	X	✓	✓	X	✓	✓

## 1.6 ĐỀ XUẤT HƯỚNG NGHIÊN CỨU CỦA LUẬN ÁN

OFDM quang có nhiều ưu điểm và là ứng viên sáng giá cho các mạng truyền tải quang tốc độ cao và rất cao trong tương lai. Tuy nhiên, do chịu nhiều ảnh hưởng, đặc biệt là ảnh hưởng phi tuyến, việc triển khai các hệ thống OFDM quang trong thực tế còn cần các kết quả nghiên cứu nhiều hơn nữa.

Đã có khá nhiều các giải pháp được đề xuất nhằm cải thiện hiệu năng cho các hệ thống OFDM quang và hầu hết các đề xuất này theo hướng giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong hệ thống. Tuy vậy, ngay trong hướng nghiên cứu này, còn khá nhiều vấn đề cần được nghiên cứu tiếp. Đó là cần thiết phải có nghiên cứu về các giải pháp phù hợp cải thiện hiệu năng cho hệ thống IM-DD O-OFDM và có những khảo sát, đánh giá cải thiện hiệu năng theo các giải pháp này.

Trong quá trình thực hiện luận án, nghiên cứu sinh sẽ tập trung phân tích các kết quả và xu hướng nghiên cứu về đánh giá hiệu năng, cải thiện hiệu năng cho các hệ thống OFDM quang, hướng đến đề xuất mô hình cho phép đánh giá hiệu năng chính xác hơn. Đồng thời, đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM và khảo sát, đánh giá hiệu năng của hệ thống theo các giải pháp này.

## 1.7 KẾT LUẬN CHƯƠNG 1

Chương 1 đã trình bày tổng hợp các vấn đề lý thuyết liên quan đến luận án. Những vấn đề cơ bản về OFDM, OFDM quang, các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống OFDM quang như PAPR cao, ảnh hưởng phi tuyến tại các bộ phát/thu và ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến trên sợi, ... đã được phân tích. Từ tổng hợp, phân tích các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước về các hệ thống OFDM quang, nghiên cứu sinh đã xác định hướng nghiên cứu thực hiện luận án của mình. Đây là hướng đi để có được các nghiên cứu trình bày trong các chương tiếp theo.

## **CHƯƠNG 2: ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG**

*Chương 2 xây dựng mô hình giải tích đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang dưới ảnh hưởng của tổng thể các yếu tố tác động đến từ các thành phần của hệ thống gồm nhiễu xén tại bộ tạo tín hiệu OFDM, nhiễu ASE, nhiễu phi tuyến gây ra bởi các hiệu ứng phi tuyến trên sợi và nhiễu tại bộ tách sóng quang. Dựa trên các kết quả phân tích, xác định được mức độ ảnh hưởng của từng yếu tố trong điều kiện cụ thể. Từ đó, làm tiền đề cho việc đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang được thực hiện trong các nội dung nghiên cứu tiếp theo của luận án. Kết quả nghiên cứu của Chương 2 về đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang được công bố trong một báo cáo tại hội nghị quốc tế SOICT 2016 [C1] và một bài báo đăng tại Tạp chí điện tử và truyền thông 2017 [J1].*

### **2.1 ĐẶT VẤN ĐỀ**

Kỹ thuật OFDM được ứng dụng rộng rãi trong truyền thông quang, đặc biệt là các hệ thống truyền dẫn sử dụng sợi quang nhờ khả năng chống chịu ảnh hưởng tán sắc của sợi [54, 129]. Hơn nữa, kỹ thuật OFDM sử dụng điều chế cường độ, tách sóng trực tiếp dễ dàng triển khai trên nền hạ tầng mạng quang sẵn có [87, 91, 92]. Ưu điểm về hiệu quả phổ của tín hiệu OFDM kết hợp với công nghệ ghép kênh quang theo bước sóng (WDM - Wavelength Division Multiplexing) cho phép triển khai hệ thống với khoảng cách kênh nhỏ, nhờ vậy tăng số lượng sóng mang quang trên sợi, đồng nghĩa với việc tăng dung lượng hệ thống lên rất lớn [31, 68]. Vì thế, sự kết hợp giữa kỹ thuật OFDM và công nghệ WDM là giải pháp rất hứa hẹn cho các mạng truy nhập quang thụ động thế hệ kế tiếp, còn được gọi là mạng quang thụ động khoảng cách dài (LR-PON - LongRange-PON), thu hút rất nhiều sự quan tâm nghiên cứu của nhiều chuyên gia, nhóm nghiên cứu [42, 59, 68, 90]. Các LR-PON cho phép truyền tải đa dạng dịch vụ khác nhau trên một hệ thống tích hợp mạng truy nhập quang và mạng diện rộng. Đồng thời, với khả năng tương thích với các

mạng không dây và di động hiện nay, OFDM WDM LR-PON cũng được phát triển để trở thành kết nối backhaul cho các mạng di động thế hệ kế tiếp.

Hệ thống IM-DD O-OFDM WDM tuy có nhiều ưu điểm vượt trội nhưng cũng rất cần xem xét mức độ khả thi thông qua phân tích hiệu năng hệ thống phụ thuộc vào các yếu tố ảnh hưởng. Các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống gồm các yếu tố đến từ kỹ thuật IM-DD O-OFDM và các yếu tố đến từ kỹ thuật WDM. Thứ nhất là nhiễu xén tại bộ tạo tín hiệu OFDM để thực hiện điều chế cường độ tín hiệu quang [24, 53, 87, 94]. Thứ hai là nhiễu phát sinh do ảnh hưởng phi tuyến trên sợi quang. Trong hệ thống O-OFDM WDM, nhiễu phi tuyến phát sinh tại một bước sóng mang con sẽ bao gồm nhiễu phi tuyến gây ra bởi sự tương tác giữa các sóng mang con của tín hiệu OFDM và nhiễu phi tuyến gây ra bởi sự tương tác giữa các kênh bước sóng của hệ thống WDM. Khoảng cách kênh giữa các bước sóng càng nhỏ giúp tối đa hoá hiệu suất phổ nhưng cũng làm tăng ảnh hưởng phi tuyến [7, 129]. Thứ ba là nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại (ASE - Amplified Spontaneous Emission) gây ra bởi bộ khuếch đại quang. Việc gia tăng khoảng cách truyền dẫn để đáp ứng yêu cầu của LR-PON đòi hỏi phải có bộ khuếch đại quang để đảm bảo công suất tại phía thu. Tuy nhiên, điều này không chỉ làm tăng thêm nhiễu ASE vào hệ thống mà còn làm tăng công suất trường quang tại lõi sợi khiến ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến mạnh hơn. Thứ tư là nhiễu tại bộ thu quang gồm nhiễu nỏ và nhiễu nhiệt.

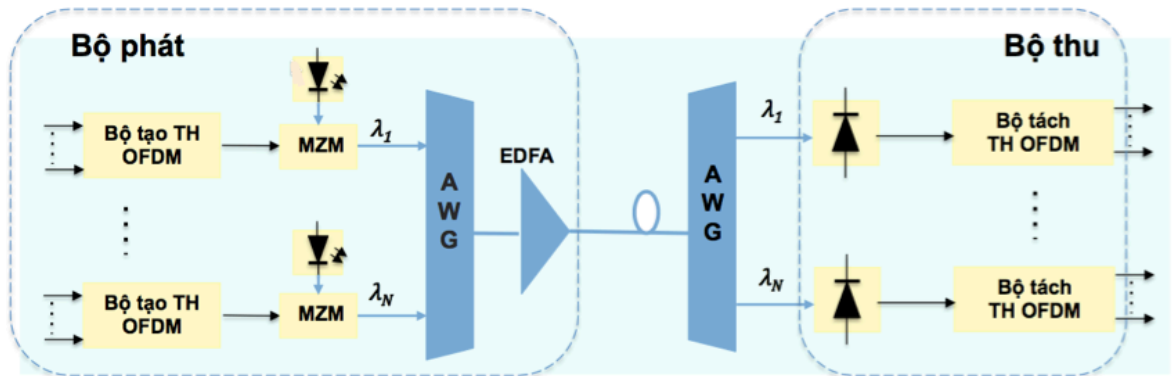
Sự ảnh hưởng của các yếu tố lên hiệu năng hệ thống OFDM quang đã được đánh giá, phân tích trong nhiều nghiên cứu khác nhau [34, 103, 118]. Tuy nhiên, các nghiên cứu này mới thực hiện đánh giá sự ảnh hưởng của từng yếu tố riêng biệt lên hiệu năng hệ thống một cách độc lập mà chưa có sự đánh giá tổng hợp sự ảnh hưởng của tất cả các yếu tố trên tới hiệu năng hệ thống. Trong chương này, mô hình giải tích đánh giá hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM WDM dưới ảnh hưởng của đầy đủ các nguồn nhiễu nêu trên được xây dựng. Qua đó, làm cơ sở cho việc đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống cũng như cho phép đánh giá mức độ



khả thi khi triển khai hệ thống và thu được các thông tin hữu ích trong thiết kế hệ thống.

## **2.2 HỆ THỐNG O-OFDM WDM ĐIỀU BIẾN CƯỜNG ĐỘ TÁCH SÓNG TRỰC TIẾP**

Hệ thống IM-DD O-OFDM WDM gồm ba phần chính gồm có bộ phát, sợi quang và bộ thu như biểu diễn trong hình 2.1. Tại bộ phát, dữ liệu được đưa đến bộ tạo tín hiệu OFDM phù hợp với điều chế cường độ. Để tăng cường hiệu quả sử dụng băng tần, phương pháp điều chế số băng góc QAM (Quadrature Amplitude Modulation) được áp dụng cho tín hiệu trước khi đưa đến bộ IFFT. Tín hiệu OFDM sau đó được đưa đến để điều chế lên sóng mang quang nhờ điều chế trực tiếp nguồn quang hoặc điều chế ngoài nhờ MZM. Trong sơ đồ mô tả trong hình 2.1, giải pháp điều chế ngoài được sử dụng. Độ rộng phổ của nguồn quang LD phát sóng liên tục phải đủ nhỏ để giảm thiểu ảnh hưởng nhiễu pha. Bộ ghép kênh quang theo bước sóng dựa trên mảng cách tử ống dẫn sóng AWG (Array Waveguide Gratings) làm nhiệm vụ ghép các kênh bước sóng thành luồng tín hiệu quang tổng để truyền qua sợi tới phía thu. Số lượng kênh bước sóng càng lớn, công suất quang trên sợi quang truyền dẫn càng lớn. Để đảm bảo độ nhạy thu cho các mạng có khoảng cách truyền dẫn lên tới 100 km, có thể cần đặt thêm bộ EDFA tại bộ phát để bù lại suy hao trên sợi và suy hao xen tại các thiết bị thụ động trên tuyến. Tại phía thu, từng kênh bước sóng riêng biệt được tách ra và đưa tới các bộ tách sóng quang và tách tín hiệu OFDM tương ứng. Có thể sử dụng bộ tách kênh quang theo bước sóng dựa trên AWG hoặc đơn giản là bộ lọc quang để thu được từng kênh bước sóng riêng biệt. Tại đây, tín hiệu OFDM quang nhận được sẽ được đưa đến bộ tách sóng quang, có thể sử dụng PIN hoặc APD, để chuyển về tín hiệu điện. Quá trình tách tín hiệu OFDM được thực hiện để thu được dữ liệu ban đầu. Trong trường hợp liên kết O-OFDM WDM được ứng dụng cho mạng back-haul, tín hiệu OFDM sau bộ tách sóng quang được chuyển tiếp đến các mạng truy nhập tiếp theo mà không cần xử lý gì thêm.



Hình 2.1: Mô hình hệ thống O-OFDM WDM điều chế cường độ tách sóng trực tiếp

## 2.3 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG IM-DD O-OFDM WDM

Như đã trình bày, hệ thống IM-DD O-OFDM kết hợp kỹ thuật WDM chịu ảnh hưởng từ nhiều yếu tố khác nhau đến từ bộ tạo tín hiệu OFDM, bộ khuếch đại quang, sợi quang và tại bộ thu. Các yếu tố này có mức độ ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống khác nhau, đồng thời cũng gây ra các tác động qua lại lẫn nhau, và được phân thành hai nhóm, đó là các ảnh hưởng tuyến tính và các ảnh hưởng phi tuyến. Mức độ ảnh hưởng của mỗi yếu tố được xác định thông qua công suất của nó tại bộ thu, sau bộ tách sóng quang.

### 2.3.1 Các ảnh hưởng tuyến tính

#### 2.3.1.1 Nhiễu xén

Nhiễu xén phát sinh tại các bộ tạo tín hiệu OFDM điều chế cường độ. Nhờ sắp xếp tín hiệu lên các sóng mang con thỏa mãn đối xứng Hermitian, tín hiệu OFDM thu được sau bộ IFFT là tín hiệu thực. Tuy nhiên, để đảm bảo biên độ tín hiệu không âm cho điều biến cường độ, thì các giải pháp tạo tín hiệu OFDM như DCO và ACO đều phải thực hiện xén biên độ âm. Quá trình xén này gây méo tín hiệu và được đặc trưng bởi một đại lượng được gọi là nhiễu xén. Đường bao biên độ tín hiệu OFDM là kết quả của sự xếp chồng rất nhiều tín hiệu tại các sóng mang con khác nhau nên biến đổi trong một phạm vi rất lớn. Vì thế, tín hiệu OFDM tồn tại nhiều biên độ đỉnh rất lớn nằm trong vùng cong của đặc tuyến điều chế của nguồn quang hoặc của MZM, dẫn đến méo phi tuyến lớn tại bộ phát. Để giảm ảnh hưởng

phi tuyến này, tín hiệu OFDM được xén tại một mức dương  $\varepsilon$  thay vì chỉ xén biên độ âm [103]. Mức xén dương  $\varepsilon$  không những cho phép giảm biên độ đỉnh mà còn giảm công suất trung bình của tín hiệu OFDM, nhằm để dải động của tín hiệu OFDM nằm trong vùng đặc tuyến điều chế tuyến tính của nguồn quang hoặc của MZM. Nếu  $\varepsilon$  lớn thì ảnh hưởng phi tuyến tại phía phát sẽ rất nhỏ nhưng nhiễu xén lại trở nên rất lớn do méo tín hiệu gây ra bởi quá trình xén tăng. Nếu  $\varepsilon$  đủ nhỏ để giảm méo tín hiệu thì ảnh hưởng phi tuyến tại bộ phát lại tăng lên nhanh chóng. Vì thế, mức giá trị dương  $\varepsilon$  phải lựa chọn vừa đủ để nhiễu xén không quá lớn và đồng thời cho phép giảm được đáng kể mức biên độ đỉnh của tín hiệu OFDM. Để đặc trưng cho mối quan hệ giữa công suất trung bình và mức xén dương  $\varepsilon$ , tỉ số xén công suất quang (OCPR - Optical Clipping Power Ratio) được định nghĩa sau đây [103]

$$\eta_{OCPR} = \frac{\varepsilon}{P_{OFDM}} \quad (2.1)$$

với  $P_{OFDM}$  là công suất quang trung bình của tín hiệu OFDM tại một kênh bước sóng. Tỉ số này quyết định đến độ lớn của công suất nhiễu xén gây ra trên từng kênh bước sóng tại phía phát,  $P_{xén}$ , như sau [103]

$$P_{xén} = Q^2 \left( \frac{\eta_{OCPR}}{\sqrt{2\pi}} \right) \left( h_2 \eta_{OCPR}^2 \frac{N}{4\pi(N-1)} - h_1 \eta_{OCPR} \sqrt{\frac{N}{4\pi(N-1)}} + \frac{h_0}{4} - 1 \right) \quad (2.2)$$

Trong đó,  $h_i = \exp(p_i)$  với  $p_i$  là hệ số của hàm đa thức của  $\eta_{OCPR}$ ,  $N$  là số lượng sóng mang con của tín hiệu OFDM và hàm  $Q(u)$  là hàm bù lỗi,  $Q(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^\infty \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv$ . Khi đó, công suất nhiễu xén sau photodiode tại phía thu sẽ là

$$N_{xén} = (RmP_{xén}e^{-\alpha_f L})^2 \quad (2.3)$$

trong đó  $R$  là đáp ứng của bộ tách sóng quang,  $m$  là chỉ số điều chế,  $\alpha_f$  là hệ số suy hao sợi quang và  $L$  là khoảng cách truyền dẫn của liên kết IM-DD O-OFDM WDM. Trong nghiên cứu này, chỉ số điều chế của MZM được định nghĩa như sau

$$m = \frac{V_{rms}}{V_\pi} \quad (2.4)$$

với  $V_{rms}$  là điện áp hiệu dụng của tín hiệu OFDM điều biến đưa vào MZM,  $V_\pi$  là

điện áp nửa sóng. Tham số chỉ số điều chế,  $m$ , quyết định tỉ lệ công suất tín hiệu OFDM trên công suất sóng mang quang.

### 2.3.1.2 Nhiễu ASE

Với các hệ thống có khoảng cách truyền dẫn lên tới 100 km trở lên cần có thêm bộ khuếch đại quang EDFA đặt tại phía phát để bù lại suy hao trên sợi quang và suy hao xen của các phần tử tách/ ghép thụ động có mặt trên tuyến. Tuy nhiên, EDFA ngoài khuếch đại công suất tín hiệu OFDM quang cần truyền sẽ phát sinh thêm nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại (ASE). Nhiễu ASE được truyền cùng với tín hiệu OFDM quang dọc theo sợi quang tới bộ tách sóng quang tại phía thu. Theo qui luật tách sóng bình phương của bộ tách sóng quang PIN, tổ hợp tín hiệu OFDM quang và nhiễu ASE phát sinh thêm nhiễu phách trong miền điện bao gồm nhiễu phách tín hiệu - ASE và nhiễu phách ASE - ASE [4, 125]. Công suất nhiễu phách gây ra bởi sự có mặt của EDFA trên hệ thống sau photodiode tại thu có dạng sau

$$N_{ASE} = 4R^2 \left( (P_{OFDM} + P_{OC}) G e^{-\alpha_f L} S_{ASE} B_e + S_{ASE}^2 \left( \frac{B_o - B_e}{2} \right) B_e e^{-2\alpha_f L} \right) \quad (2.5)$$

với  $P_{OC}$  là công suất trung bình của sóng mang quang,  $P_{OFDM}$  là công suất quang trung bình của tín hiệu OFDM,  $B_e$  và  $B_o$  lần lượt là băng tần điện và băng tần quang của hệ thống,  $G$  là độ lợi của bộ khuếch đại.  $S_{ASE}$  là mật độ phổ công suất nhiễu và bằng [39]

$$S_{ASE} = 2n_{sp} \frac{hc}{\lambda} (G - 1) \quad (2.6)$$

trong đó  $n_{sp} \approx NF/2$  là hệ số nhiễu phát xạ tự phát,  $NF$  là hệ số hình ảnh nhiễu bộ khuếch đại,  $h$  là hằng số Plank,  $c$  là tốc độ ánh sáng trong chân không và  $\lambda$  là bước sóng của sóng mang quang. Trong biểu thức (2.5), số hạng thứ nhất đặc trưng cho nhiễu phách tín hiệu - ASE, số hạng thứ hai đặc trưng cho nhiễu phách ASE - ASE. Công suất nhiễu ASE tỉ lệ thuận với băng thông và bình phương độ lợi của bộ khuếch đại.

### 2.3.1.3 Nhiều tại bộ tách sóng quang

Hệ thống O-OFDM WDM sử dụng giải pháp tách sóng trực tiếp tại phía thu. Khi đó, nhiễu phát sinh tại bộ thu quang sẽ gồm nhiễu nỏ và nhiễu nhiệt [39]. Sự có mặt của EDFA làm tăng đáng kể công suất nhiễu nỏ do độ nhạy thu tăng và có thêm công suất ASE tại đầu vào bộ thu quang. Khi đó, công suất nhiễu gây ra bởi bộ thu PIN tại bộ tách sóng quang sẽ là [39]

$$N_{PD} = 2qB_e[R(P_{in} + P_{ASE}) + I_d] + S_T^2 B_e \quad (2.7)$$

với  $q$  là điện tích điện tử và  $I_d$  là dòng tối. Số hạng thứ nhất trong biểu thức (2.7) đặc trưng cho nhiễu nỏ của bộ tách sóng. Chú ý rằng,  $P_{ASE} = S_{ASE} B_o e^{-\alpha_f L}$  là công suất ASE có mặt tại đầu vào bộ tách sóng quang và  $P_{in} = (P_{OFDM} + P_{OC}) G e^{-\alpha_f L}$  là công suất quang tổng trên một kênh bước sóng tại đầu vào bộ tách sóng quang. Số hạng thứ hai đặc trưng cho nhiễu nhiệt của bộ tách sóng, phụ thuộc vào mật độ phổ công suất nhiễu nhiệt  $S_T^2$  và băng tần điện của bộ thu.

### 2.3.2 Các ảnh hưởng phi tuyến

Nguồn nhiễu phi tuyến của hệ thống O-OFDM WDM gây ra bởi đặc tuyến phi tuyến của bộ phát, thu và các hiệu ứng phi tuyến trên sợi quang. Áp dụng mức xén dương  $\varepsilon$  tại phía phát và sử dụng băng tần bảo vệ tại phía thu có thể giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến tại bộ phát, thu. Tuy nhiên, nguồn nhiễu phi tuyến gây ra bởi hiệu ứng Kerr luôn tồn tại và ảnh hưởng đáng kể tới hiệu năng hệ thống. Với sự có mặt của EDFA khiến cho công suất tín hiệu quang trên sợi tăng lên làm gia tăng ảnh hưởng phi tuyến. Sự thăng giáng công suất của trường quang lan truyền trên sợi sẽ gây ra điều chế pha cho chính trường quang đó (SPM) và gây ra điều chế pha cho các trường quang lân cận đang lan truyền trên sợi (XPM). Đến lượt nó, tán sắc vận tốc nhóm GVD chuyển điều chế pha gây bởi SPM và XPM thành điều chế cường độ [40]. Ảnh hưởng của SPM và XPM rất khó xác định trong miền quang, thông thường các hiệu ứng này được mô hình hoá dưới dạng bộ điều chế pha với các đầu vào là cường độ các sóng quang lan truyền trên sợi. Các trường quang khi lan truyền đồng thời trên sợi nếu thoả mãn điều kiện phối hợp pha sẽ tạo ra các trường

quang mới do hiệu ứng trộn bốn sóng (FWM) [89]. Như vậy, hệ thống đa kênh chịu ảnh hưởng phi tuyến trầm trọng hơn so với hệ thống đơn kênh do có mặt của XPM và FWM. Đối với hệ thống O-OFDM WDM, ảnh hưởng phi tuyến tại một sóng mang con của tín hiệu OFDM bao gồm ảnh hưởng SPM, XPM và FWM gây ra bởi trường quang tương ứng với từng sóng mang con của tín hiệu OFDM và ảnh hưởng SPM, XPM và FWM gây ra bởi trường quang trên từng kênh bước sóng WDM. Trong trường hợp công suất quang trên từng kênh bước sóng WDM lớn hơn nhiều công suất quang ứng với từng sóng mang con của tín hiệu OFDM quang thì ảnh hưởng phi tuyến gây ra bởi công suất trên từng sóng mang con của tín hiệu OFDM quang có thể bỏ qua. Phương trình lan truyền sóng phi tuyến biểu diễn sự biến đổi của tín hiệu quang trên kênh bước sóng  $j$  tại khoảng cách truyền dẫn  $z$  có dạng [40]

$$\begin{aligned} & \frac{\partial A_j(t, z)}{\partial z} + \frac{\alpha_f}{2} A_j(t, z) + \frac{1}{v_j} \frac{\partial A_j(t, z)}{\partial t} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_j(t, z)}{\partial t^2} \\ & = i\gamma \left( |A_j|^2 + 2 \sum_{k \neq j} |A_k|^2 \right) A_j(t, z) \\ & + i \frac{\gamma D}{3} \sum_{j=k+l-m} \sum_l \sum_m A_k(t, z) A_l(t, z) A_m^*(t, z) e^{i\Delta\beta z} \end{aligned} \quad (2.8)$$

trong đó  $\alpha_f, \beta_2$  và  $\gamma$  lần lượt là hệ số suy hao, hệ số tán sắc GVD và hệ số phi tuyến của sợi.  $j, k, l$  và  $m$  là các chỉ số của các kênh bước sóng WDM.  $D$  là hệ số suy biến của hiệu ứng FWM và  $\Delta\beta$  là hệ số phối hợp pha. Phía phải của biểu thức (2.8), số hạng thứ nhất tương ứng với thành phần SPM, số hạng thứ hai tương ứng với thành phần XPM và số hạng thứ ba tương ứng với thành phần FWM. Để đơn giản trong tính toán, có thể giả thiết rằng, ảnh hưởng của SPM lên tất cả các kênh được bỏ qua khi tính toán XPM và FWM, tức là các hiệu ứng này được xem là độc lập với nhau trên sợi quang. Vì thế, công suất nhiễu phi tuyến tổng gây ra bởi các hiệu ứng XPM, SPM và FWM ở sau bộ tách sóng quang sẽ là

$$N_{NL} = N_{XPM} + N_{SPM} + N_{FWM} \quad (2.9)$$

### 2.3.2.1 Nhiễu phi tuyến gây bởi XPM

Hiệu ứng XPM, được mô tả trong phương trình (2.8), cho thấy phụ thuộc vào trường quang của các kênh lân cận. Hiệu ứng XPM sẽ lớn nhất trong vùng chiều dài walk-off, khoảng cách mà các trường quang lan truyền song song. Hết chiều dài walk-off, khi các trường quang trượt qua nhau, hiệu ứng XPM giảm nhanh chóng. Một số nghiên cứu như [89, 101] đã đưa ra được biểu thức công suất XPM trung bình tại phía thu phụ thuộc tham số walk-off cho các hệ thống WDM đa chặng. Dựa trên cách tiếp cận đó, biến đổi phù hợp với hệ thống IM-DD O-OFDM WDM, công suất nhiễu XPM trên từng kênh bước sóng sau bộ tách sóng quang sẽ là

$$N_{XPM} = \frac{1}{\pi B_e} R^2 e^{-2\alpha_f L} P_{OFDM}^4 G^4 \gamma^2 \int_{-B_e}^{B_e} \frac{\sin^2(\beta_2 \omega L / 2)}{\alpha_f^2 + \omega^2 d_{j,i}^2} d\omega \quad (2.10)$$

trong đó  $d_{j,i} \approx \left(\frac{D_c c}{f_j}\right) \frac{|f_j - f_i|}{f_j + |f_j - f_i|}$  là tham số walk-off với chỉ số  $i$  đại diện cho  $k, l, m$ ,  $f_j$  là tần số sóng mang quang của kênh bước sóng  $j$ . Tham số walk-off đặc trưng cho mức độ tác động của trường quang tại một kênh lân cận tới trường quang tại bước sóng đang xét.  $D_c = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2$  là hệ số tán sắc của sợi quang. Phương trình (2.10) chỉ ra rằng ảnh hưởng của công suất tín hiệu OFDM quang tại các kênh lân cận lên công suất nhiễu XPM tại kênh bước sóng  $j$  phụ thuộc vào tham số khoảng cách kênh và hệ số tán sắc sợi.

### 2.3.2.2 Nhiễu phi tuyến gây bởi SPM

Nhiễu phi tuyến gây ra bởi hiệu ứng SPM hoàn toàn tương tự như đối với hiệu ứng XPM, điểm khác biệt duy nhất là hiệu ứng SPM chỉ phụ thuộc vào trường quang tại chính kênh bước sóng đó mà không phụ thuộc vào trường quang tại các kênh lân cận. Do vậy, hoàn toàn có thể tính toán công suất nhiễu SPM dựa trên cách tiếp cận để xác định công suất nhiễu XPM trong điều kiện  $j = i$  hay  $d_{j,i} = 0$ . Khi đó, công suất nhiễu SPM trên một kênh bước sóng, sau bộ tách sóng quang được xác định như sau

$$N_{SPM} = \frac{1}{2\pi B_e \alpha_f^2} R^2 e^{-2\alpha_f L} P_{OFDM}^4 G^4 \gamma^2 \int_{-B_e}^{B_e} \sin^2(\beta_2 \omega L / 2) d\omega \quad (2.11)$$

Biểu thức (2.10) và (2.11) cho thấy công suất nhiễu XPM và SPM tỉ lệ với lũy thừa bậc 4 của độ lợi bộ khuếch đại. Như vậy, sự có mặt của bộ khuếch đại gia tăng nhiễu phi tuyến cho hệ thống.

### 2.3.2.3 Nhiễu phi tuyến gây bởi FWM

Hiệu ứng FWM tạo ra sóng quang mới, sóng FWM, từ tương tác giữa hai hay nhiều hơn sóng quang nếu thỏa mãn điều kiện phối hợp pha. Nếu sóng FWM có tần số trùng với băng tần tín hiệu OFDM quang sẽ làm méo tín hiệu, dẫn đến làm giảm hiệu năng hệ thống. Nguồn nhiễu FWM gây ra trên một sóng mang con của hệ thống O-OFDM WDM đến từ hiệu ứng FWM do tương tác giữa các sóng mang con của tín hiệu OFDM quang, hiệu ứng FWM do tương tác giữa các kênh bước sóng WDM và hiệu ứng FWM do tương tác giữa tín hiệu OFDM quang và kênh bước sóng WDM. Mức độ đóng góp của từng thành phần này phụ thuộc vào tỉ lệ công suất tín hiệu OFDM quang so với công suất kênh bước sóng WDM. Trong hệ thống IM-DD O-OFDM WDM điều chế hai băng, công suất sóng mang quang được giả thiết là lớn hơn nhiều so với công suất tín hiệu OFDM quang thì nhiễu FWM gây ra bởi sự tương tác giữa các sóng mang con của tín hiệu OFDM quang rất nhỏ và được bỏ qua. Vì thế, nhiễu FWM tại một kênh bước sóng sẽ chỉ bao gồm hai tổ hợp, là tổ hợp sóng quang của các kênh WDM và tổ hợp hai sóng quang với một tín hiệu OFDM quang. Công suất nhiễu FWM tại các kênh biên sẽ nhỏ hơn công suất nhiễu FWM tại các kênh trung tâm do số lượng sóng FWM được tạo ra trùng vào băng tần của tín hiệu OFDM tại kênh trung tâm là lớn hơn.

Số lượng sóng FWM phát sinh tại một bước sóng xác định phụ thuộc vào điều kiện phối hợp pha và tham số walk-off của các sóng tham gia tương tác. Đặc trưng cho lượng sóng FWM phát sinh, tham số hiệu suất tạo sóng FWM,  $n_j(f)$ , được đề xuất và được biểu diễn dưới dạng sau [118]

$$n_j(f) = \frac{\alpha_f^2}{\alpha_f^2 + (\Delta\beta + 2\pi f d_{j,i})^2} \left\{ 1 + \frac{4 \exp(-\alpha_f L) \sin^2 \left[ \frac{1}{2} (\Delta\beta + 2\pi f d_{j,i}) L \right]}{(1 - \exp(-\alpha_f L))^2} \right\} \quad (2.12)$$



Biểu thức (2.12) là hiệu suất tạo các sóng FWM có tần số trùng với băng tần của tín hiệu OFDM trên kênh bước sóng  $j$ . Thấy rằng, sự đóng góp của các trường quang tại kênh bước sóng  $f_i$  lên sóng FWM ở kênh bước sóng  $f_j$  phụ thuộc vào khoảng cách kênh giữa kênh bước sóng  $i$  và sóng FWM. Một số nghiên cứu như [118] đã tính toán công suất nhiễu FWM tại phía thu hệ thống O-OFDM WDM dựa trên cách tiếp cận xây dựng hàm truyền đạt tương đương của hệ thống có xét đến ảnh hưởng của FWM. Cùng tính toán công suất nhiễu FWM sau bộ tách sóng quang, nhưng được xác định dựa vào mức độ đóng góp của các trường quang trong từng tổ hợp, thông qua tham số hiệu suất tạo sóng FWM, hằng số  $a_{d,j}$ , và xét trên từng kênh bước sóng, khi đó sẽ được biểu diễn một cách đơn giản hơn như sau

$$N_{FWM} = 2R^2 e^{-2\alpha_f L} L_{eff} P_{OC}^3 P_{OFDM} G^4 \sum_{j=k+l-m} a_{d,j} n_j(f) \left(\frac{DY}{3}\right)^2 \quad (2.13)$$

Trong đó,  $P_{OC}$  là công suất của kênh bước sóng WDM,  $P_{OFDM}$  là công suất của tín hiệu OFDM quang,  $L_{eff}$  là chiều dài hiệu dụng. Phụ thuộc vào số lượng sóng tham gia tương tác mà hiệu ứng FWM được phân thành FWM suy biến, FWM không suy biến. Phụ thuộc vào khoảng cách kênh giữa các sóng tham gia tương tác và sóng FWM được sinh ra sẽ có FWM đối xứng và FWM không đối xứng. Tùy thuộc vào sóng FWM được sinh ra trùng với kênh biên hay kênh trung tâm của hệ thống WDM mà mức độ đóng góp của từng trường hợp FWM là khác nhau. Hằng số  $a_{d,j}$  phân biệt mức độ đóng góp của công suất FWM trong từng trường hợp lên kênh bước sóng thứ  $j$ . Bảng 2.1 liệt kê các giá trị của  $a_{d,j}$  trong từng điều kiện cụ thể.

Bảng 2.1. Hằng số  $a_{d,j}$

$a_{d,j}$	Các trường hợp của FWM
1	<ul style="list-style-type: none"> <li>Các sóng FWM không suy biến (<math>f_k \neq f_l</math>)</li> <li>Các sóng FWM suy biến (<math>f_k = f_l</math>) và <math>j \equiv m</math></li> </ul>
4	<ul style="list-style-type: none"> <li>Các sóng FWM suy biến (<math>f_k = f_l</math>) và <math>j \equiv k</math></li> </ul>
0	<ul style="list-style-type: none"> <li>Các sóng FWM suy biến (<math>f_k = f_l</math>) và <math>j \equiv l</math></li> <li>Các sóng FWM không suy biến không đối xứng (<math>f_j \neq f_m</math>)</li> </ul>
2	<ul style="list-style-type: none"> <li>Các sóng FWM không suy biến, đối xứng (<math>f_j \neq f_m</math>)</li> </ul>

## 2.4 ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG OFDM QUANG

### 2.4.1 Biểu thức hiệu năng

Tham số hiệu năng tỉ số lỗi bit (BER) được sử dụng để đánh giá chất lượng của hệ thống IM-DD O-OFDM WDM. Với mục tiêu đánh giá được hiệu năng hệ thống dưới ảnh hưởng đầy đủ của các yếu tố tác động, cần xác định được công suất nhiễu tổng đến từ các nguồn nhiễu khác nhau của hệ thống. Trong phần 2.3, công suất nhiễu được tính tại phía sau bộ tách sóng quang của từng yếu tố ảnh hưởng đã được tính toán. Các nguồn nhiễu này có thể coi là các biến ngẫu nhiên phân bố Gauss độc lập [39, 103, 118], vì thế nhiễu tổng trên từng kênh bước sóng của hệ thống được tính tại phía thu, sau bộ tách sóng quang, sẽ là

$$N_{total} = N_{xén} + N_{ASE} + N_{NL} + N_{PD} \quad (2.14)$$

Tín hiệu OFDM quang trên một kênh bước sóng được khuếch đại nhờ bộ EDFA trước khi đưa lên sợi truyền tới phía thu. Công suất tín hiệu OFDM quang bị suy giảm dọc theo chiều dài sợi. Vì thế, công suất tín hiệu OFDM quang thu được tại trước bộ tách sóng quang sẽ là

$$P_{rec} = P_{OFDM} G e^{-\alpha_f L} \quad (2.15)$$

Hiệu năng hệ thống O-OFDM WDM được đánh giá thông qua tham số SNR tại sau bộ tách sóng quang. Công suất tín hiệu OFDM trong miền điện sẽ được tính dựa trên dòng tách quang tương ứng thu được. Khi đó, tỉ số SNR trên từng kênh bước sóng, sau bộ tách sóng quang sẽ là

$$SNR = \frac{(RP_{rec})^2}{N_{total}} = \frac{(RP_{OFDM} G e^{-\alpha_f L})^2}{N_{xén} + N_{ASE} + N_{NL} + N_{PD}} \quad (2.16)$$

Các biểu thức (2.2, 2.5, 2.7, 2.10, 2.11, 2.13 và 2.15) mô tả sự phụ thuộc của công suất tín hiệu OFDM tại phía thu và công suất từng nguồn nhiễu của hệ thống tác động lên tín hiệu vào các tham số hệ thống như hệ số tán sắc sợi, chiều dài truyền dẫn, mức công suất phát của tín hiệu và độ lợi bộ khuếch đại đến. Do vậy, tỉ số SNR cũng phụ thuộc vào các tham số trên. Kỹ thuật điều chế băng góc được sử dụng để tăng hiệu quả sử dụng phổ tần nhưng cũng làm thay đổi sự phụ thuộc của

tham số hiệu năng BER theo SNR. Hệ thống IM-DD O-OFDM WDM sử dụng giải pháp điều chế số bằng góc M-QAM thì tham số hiệu năng BER sẽ phụ thuộc vào SNR của tín hiệu OFDM trên mỗi kênh bước sóng sẽ có dạng [39]

$$BER = \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{M-1} SNR} \right) \quad (2.17)$$

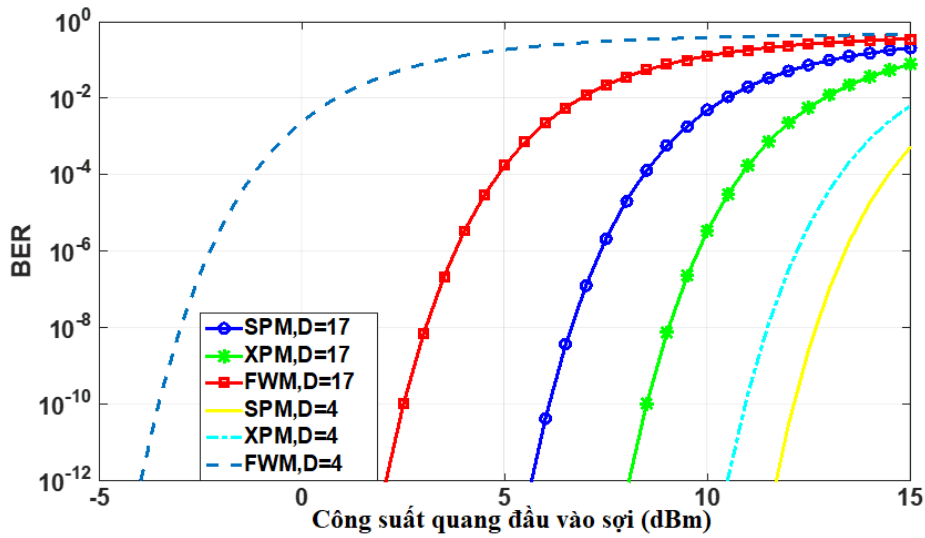
với  $M$  là bậc điều chế QAM và hàm  $Q$  là hàm bù lỗi,  $Q(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^\infty \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv$ .

### 2.3.3 Kết quả đánh giá hiệu năng hệ thống OFDM quang

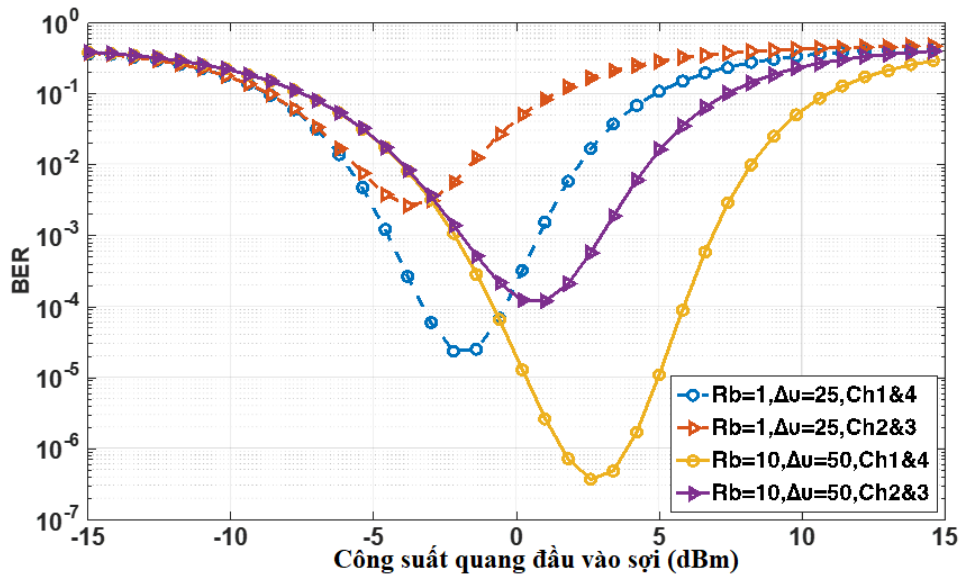
Các đánh giá lý thuyết trên chỉ ra rằng tại các điều kiện khác nhau của hệ thống IM-DD O-OFDM WDM, công suất nhiễu của từng yếu tố tác động lên hệ thống khác nhau, dẫn đến công suất nhiễu tổng của hệ thống là khác nhau khiến cho hiệu năng hệ thống cũng thay đổi. Sau đây, hiệu năng BER của hệ thống IM-DD O-OFDM WDM được khảo sát theo sự thay đổi của một số tham số của hệ thống như công suất phát của mỗi kênh, chỉ số điều chế, chiều dài sợi quang và độ lợi EDFA ở các tốc độ dữ liệu khác nhau. Bảng 2.2 liệt kê các tham số quan trọng của hệ thống được sử dụng trong các đánh giá này.

Bảng 2.2. Tham số hệ thống.

Tên tham số	Ký hiệu	Giá trị
Hệ số suy hao của sợi quang	$\alpha_f$	0,2 dB/km
Hệ số phi tuyến	$\gamma$	$1,3(\text{W.km})^{-1}$
Tần số quang của kênh 1	$f_1$	193,1 THz
Hệ số đáp ứng của photodiode	$R$	0,8 A/W
Dòng tối	$I_d$	0,1 nA
Mật độ phổ công suất nhiễu nhiệt	$S_T$	$10^{-12} \text{ A}/(\text{Hz})^{1/2}$
Tỉ số công suất xén quang	$\eta_{OCPR}$	-5 dB
Bậc điều chế	$M$	4 - 16
Tốc độ dữ liệu	$R_b$	1 Gbps, 10 Gbps



Hình 2.2: Ảnh hưởng của từng hiệu ứng phi tuyến lên hai loại sợi khác nhau: SMF ( $D_c = 17ps/(nm.km)$ ) và NZ-DSF ( $D_c = 4ps/(nm.km)$ ) với  $m = 0,9$  và  $\Delta f = 25GHz$



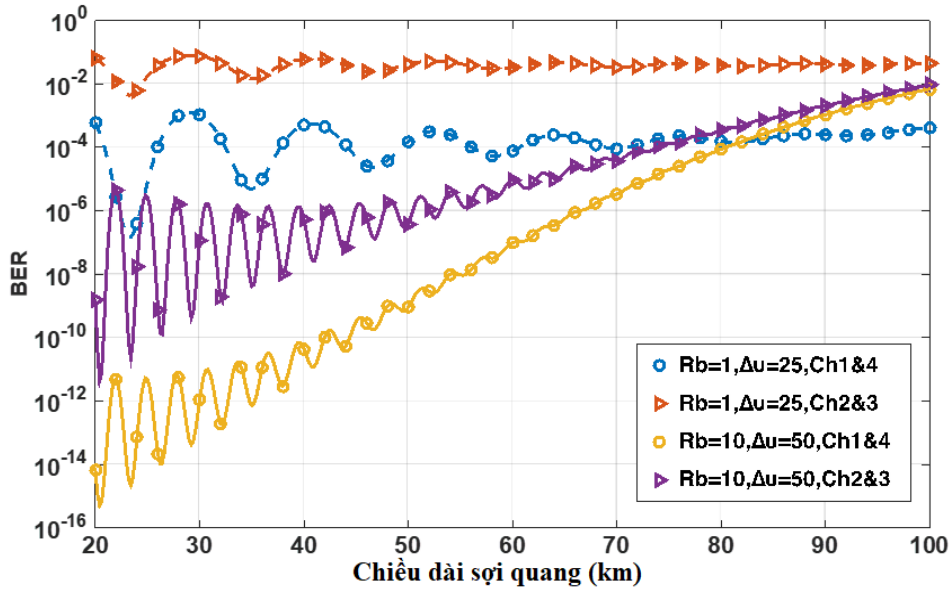
Hình 2.3: BER phụ thuộc vào công suất quang của một kênh bước sóng (sợi SMF ( $D_c = 17ps/(nm.km)$ )) có chiều dài  $L=75km$ , chỉ số điều chế  $m=0.2$ , độ lợi EDFA  $G=10dB$  và sử dụng 4-QAM.

Ảnh hưởng của từng hiệu ứng phi tuyến lên hệ thống IM-DD O-OFDM WDM được khảo sát trong điều kiện sử dụng các loại sợi khác nhau, sợi đơn mode tiêu chuẩn (SMF - Single Mode Fiber) với  $D_c = 17ps/(nm.km)$  và sợi dịch tán sắc khác không (NZ-DSF - NonZero-Dispersion Shifted Fiber) với  $D_c = 4ps/(nm.km)$  được đưa ra trong hình 2.2. Tất cả các hiệu ứng phi tuyến gồm SPM,

XPM và FWM đều phụ thuộc rất lớn vào công suất quang. Hiệu năng BER của hệ thống ứng với từng ảnh hưởng phi tuyến đều suy giảm nhanh chóng khi công suất quang tăng lên. Trong cả hai trường hợp, ảnh hưởng của FWM là lớn nhất, lớn hơn nhiều so với hai hiệu ứng còn lại. Đối với hiệu ứng FWM, hệ số tán sắc càng lớn thì điều kiện phối hợp pha càng khó đạt được vì thế ảnh hưởng của hiệu ứng FWM trong sợi SMF sẽ ít hơn so với sợi NZ-DSF. Tuy nhiên, với hai hiệu ứng XPM và SPM thì ngược lại. Nguyên nhân là, tại các sợi có hệ số tán sắc cao, hiệu suất chuyển đổi pha sang cường độ tín hiệu (PM/IM - Phase Modulation/ Intensity Modulation) do SPM và XPM gây ra lại tăng lên dẫn đến hiệu ứng SPM và XPM tăng lên so với trường hợp sợi NZ-DSF. Có một điểm cần chú ý trong trường hợp XPM, đó là hiệu suất XPM không chỉ phụ thuộc vào riêng hiệu suất chuyển đổi PM/IM mà còn phụ thuộc tham số walk-off, trong đó sự phụ thuộc của hai tham số này vào hệ số tán sắc sợi là ngược chiều nhau. Do vậy, mức độ ảnh hưởng của XPM so với SPM trên một loại sợi quang phụ thuộc vào tham số nào chiếm ưu thế. Vì thế, đối với sợi NZ-DSF ảnh hưởng của XPM lớn hơn ảnh hưởng của SPM nhưng đối với sợi SMF thì ngược lại, ảnh hưởng của XPM nhỏ hơn ảnh hưởng của SPM. Kết quả trong hình 2.2 chỉ ra rằng ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến lên hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM WDM là rất phức tạp, trong đó, ảnh hưởng đến từ hiệu ứng FWM luôn là lớn nhất. Vì thế, hoàn toàn có thể coi gần đúng là công suất nhiễu phi tuyến của hệ thống chính là công suất nhiễu FWM.

Hình 2.3 biểu diễn BER như là một hàm theo công suất quang đầu vào của một kênh bước sóng của hệ thống IM-DD O-OFDM WDM sử dụng 4-QAM với chiều dài truyền dẫn là 75 km, chỉ số điều chế là 0,2 và độ lợi EDFA là 10 dB. Khi công suất đầu vào nhỏ thì nhiễu xén, nhiễu EDFA và nhiễu bộ thu chiếm ưu thế. Nhưng khi công suất tăng lên đủ lớn, nhiễu phi tuyến FWM tăng lên nhanh chóng và chiếm ưu thế. Kết quả là, sẽ tồn tại một giá trị công suất đầu vào tối ưu mà tại đó BER của hệ thống đang xét là nhỏ nhất. Trong trường hợp khoảng cách kênh là 50 GHz, hiệu năng BER được cải thiện đáng kể mặc dù tốc độ bit lên tới 10 Gbps so với trường hợp khoảng cách kênh 25 GHz và 1 Gbps nhờ ảnh hưởng phi tuyến giảm.

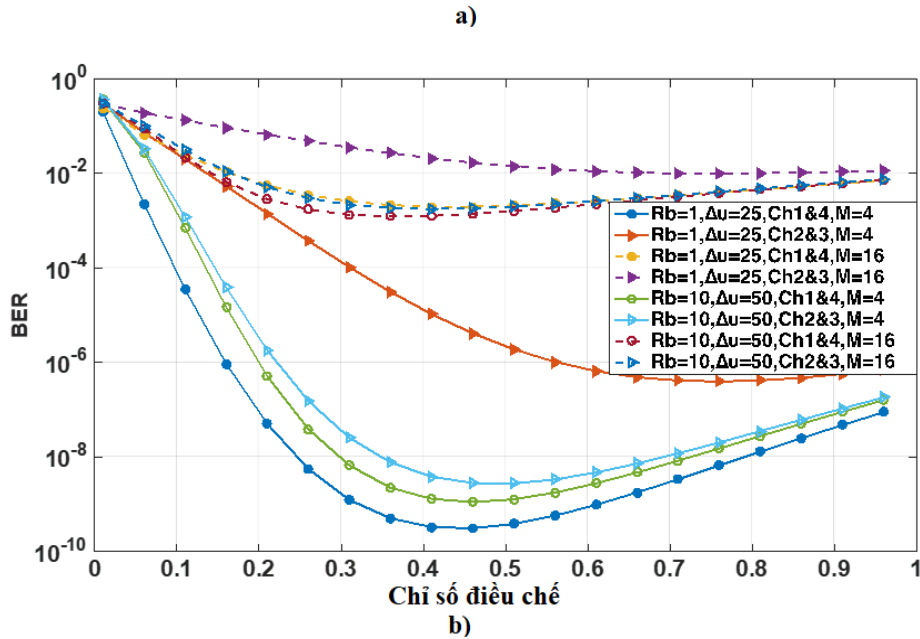
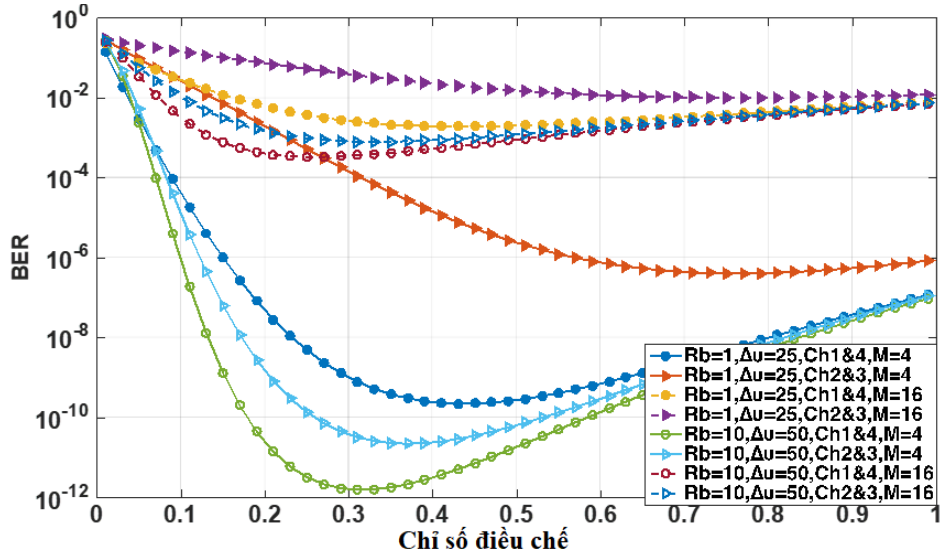
Do vậy, giá trị công suất tối ưu trong trường hợp khoảng cách kênh 50 GHz dịch về phía giá trị cao hơn so với trường hợp 25 GHz. Hơn nữa, hình 2.3 cũng cho thấy ảnh hưởng phi tuyến tại các kênh trung tâm nghiêm trọng hơn so với các kênh biên. Giá trị BER của các kênh trung tâm bị suy giảm thêm 2 bậc so với các kênh biên.



Hình 2.4: BER phụ thuộc vào chiều dài sợi quang (sợi SMF ( $D_c = 17ps/(nm.km)$ )), công suất quang 0 dBm, chỉ số điều chế  $m = 0,2$ , độ lợi EDFA  $G = 10$  dB và sử dụng 4-QAM).

Sự phụ thuộc của hiệu năng BER theo khoảng cách truyền dẫn trong cùng kịch bản mô phỏng ở hình 2.3 với công suất quang đầu vào là 0 dBm được mô tả trong hình 2.4. Với khoảng cách kênh 25 GHz, nhiễu FWM là nguyên nhân chính làm suy giảm hiệu năng của hệ thống. Tỷ số BER biến đổi theo chiều dài sợi quang dưới dạng hàm dao động tắt dần. Sự dao động này là do sự phụ thuộc của hiệu suất FWM vào điều kiện phối hợp pha. Trong khoảng chiều dài hiệu dụng của sợi, ảnh hưởng phi tuyến FWM là lớn nhất nên tỷ số BER dao động với biên độ lớn trong khoảng cách này. Khi khoảng cách vượt quá chiều dài hiệu dụng, dưới ảnh hưởng của suy hao, công suất trên sợi giảm đi nên ảnh hưởng phi tuyến giảm, vì thế biên độ dao động của BER cũng giảm theo. Mặc dù vậy, ảnh hưởng của FWM vẫn chiếm ưu thế. Tương tự cho trường hợp khoảng cách kênh 50 GHz, tỷ số BER dao động trong khoảng cách ngắn và cũng tăng lên theo chiều dài sợi. Khi công suất tín hiệu bị suy giảm khá nhiều tại khoảng cách dài, ảnh hưởng FWM giảm đi và các

nguồn nhiễu như nhiễu EDFA và nhiễu nhiệt trở thành nguyên nhân chính làm suy giảm hiệu năng hệ thống. Vì thế, sự khác biệt về hiệu năng giữa các kênh trung tâm và các kênh biên cũng được thu hẹp.



Hình 2.5: BER phụ thuộc vào chỉ số điều chế (sợi SMF ( $D_c = 17ps/(nm.km)$ )), công suất quang 0 dB và độ lợi EDFA  $G=10$  dB) với khoảng cách truyền dẫn khác nhau: a) 75km và b) 100km.

Hình 2.5 mô tả sự phụ thuộc của BER theo chỉ số điều chế với các bậc điều chế QAM khác nhau,  $M = 4$  và  $M = 16$ . Các kết quả chỉ ra rằng tồn tại một giá trị chỉ số điều chế  $m$  tối ưu để thu được hiệu năng của một kênh bước sóng là tốt nhất

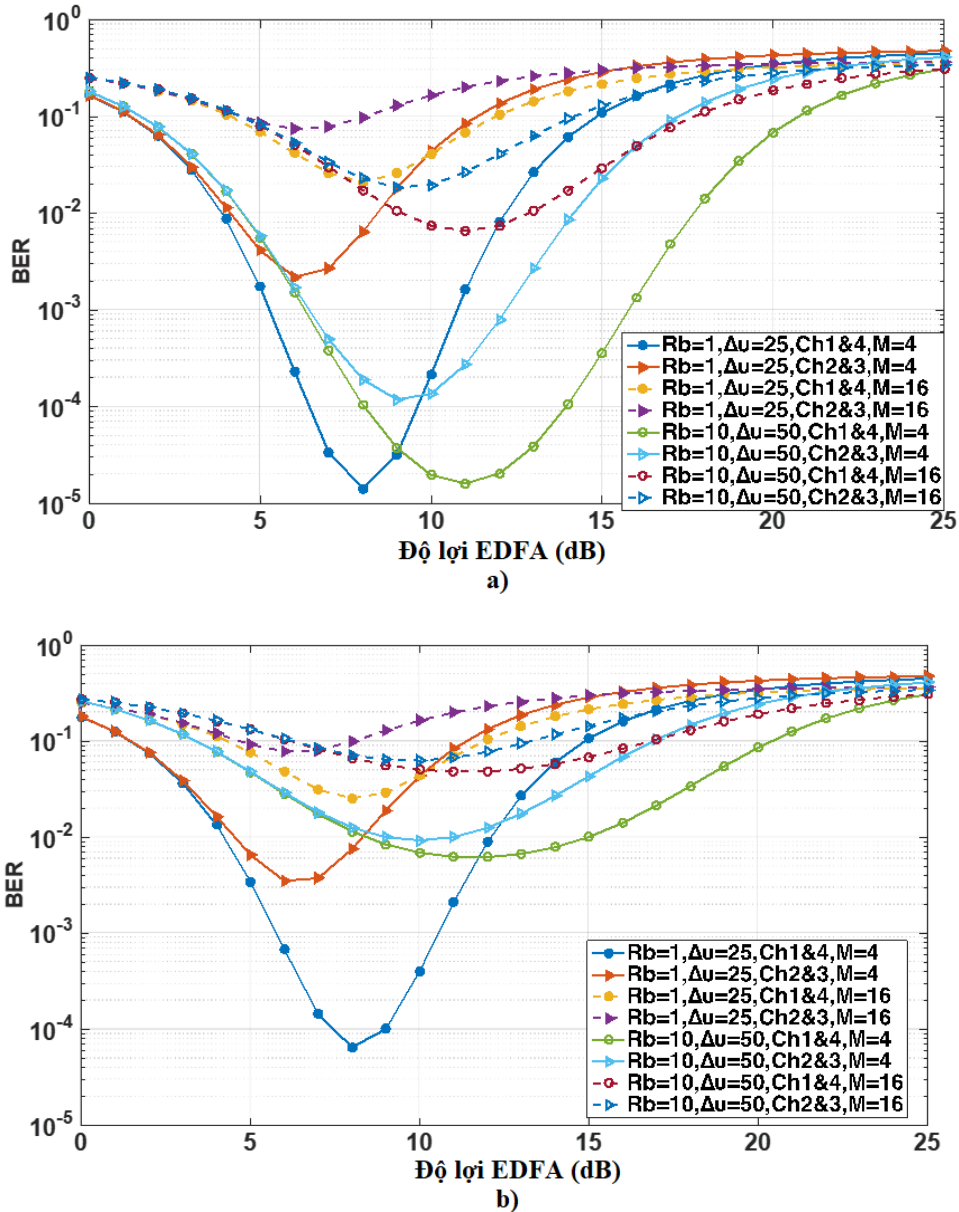
và hiệu năng hệ thống rất nhạy với chỉ số điều chế. Khi hiệu ứng FWM là ảnh hưởng chính trên hệ thống, có một sự khác nhau rất lớn giữa hiệu năng của các kênh trung tâm và các kênh biên. Như chỉ ra trong hình 2.5, hiệu năng của các kênh biên 1&4 trong cả hai trường hợp bậc điều chế  $M$  đều tốt hơn nhiều so với các kênh 2&3 với khoảng cách kênh 25 GHz. Ngược lại, khi khoảng cách kênh là 50 GHz, hiệu năng của các kênh biên và các kênh trung tâm không chênh lệch nhiều. Hiệu năng hệ thống đạt được giá trị tốt nhất khi bậc điều chế nhỏ  $M = 4$  trong cả hai trường hợp về khoảng cách kênh. Trong khi đó, hiệu năng tệ nhất khi  $M = 16$  tại tốc độ bit 1 Gbps với khoảng cách kênh 25 GHz, điều đó cho thấy ảnh hưởng của khoảng cách kênh lên hiệu năng hệ thống nghiêm trọng hơn so với tốc độ bit.

Kết quả khảo sát sự phụ thuộc của BER tại một kênh bước sóng theo độ lợi EDFA với các bậc điều chế khác nhau và khoảng cách truyền dẫn khác nhau được vẽ trong hình 2.6. Độ lợi  $G$  của EDFA không chỉ khuếch đại công suất quang đầu vào sợi mà còn làm tăng thêm nhiễu ASE, vì thế phải lựa chọn giá trị độ lợi phù hợp để hiệu năng hệ thống đạt giá trị tốt nhất. Khi độ lợi  $G$  tăng lên thì đồng thời sẽ làm tăng thêm nhiễu FWM và nhiễu ASE. Do vậy, khi hai loại nhiễu này đóng vai trò nguồn ảnh hưởng chính lên hệ thống thì hiệu năng hệ thống sẽ suy giảm theo sự gia tăng của  $G$ . Do công suất nhiễu FWM tỉ lệ với  $G^4$ , trong khi công suất nhiễu ASE tỉ lệ với  $G^2$ . Vì thế, tốc độ suy giảm hiệu năng tại các kênh bước sóng khác nhau là khác nhau. Hình 2.6 chỉ ra rằng, tỉ số BER trong trường hợp khoảng cách kênh 25 GHz suy giảm nhanh hơn rất nhiều so với trường hợp 50 GHz. Mặc dù, BER trong trường hợp sử dụng 4-QAM có hiệu năng tốt hơn nhưng nó lại giảm nhanh chóng hơn khi độ lợi  $G$  tăng so với trường hợp 16-QAM.

Mô hình giải tích đánh giá hiệu năng xây dựng được ở trên cũng là công cụ cho phép đánh giá nhanh mức độ ảnh hưởng của các tham số như công suất quang đưa vào sợi, độ lợi của bộ khuếch đại, chỉ số điều chế và khoảng cách truyền dẫn lên hiệu năng của hệ thống IM-DD O-OFDM WDM khi ứng dụng cho LR-PON. Tại mức công suất đầu vào lớn, nhiễu phi tuyến là tác nhân chính làm giới hạn hiệu năng của hệ thống. Thêm vào đó, các tham số độ lợi và chỉ số điều chế cần phải



được lựa chọn cẩn thận do chúng đóng góp thêm vào nhiễu tổng. Kết quả là, hiệu năng tối ưu của hệ thống sẽ đạt được khi các tham số hệ thống phải được lựa chọn tối ưu trong điều kiện thực tế. Như vậy, việc thiết kế tuyến truyền dẫn quang thụ động cự li dài cho phép truyền dẫn tốc độ cao nhờ ứng dụng kỹ thuật OFDM và WDM là hoàn toàn khả thi.



Hình 2.6: BER phụ thuộc vào độ lợi EDFA (sợi SMF ( $D_c = 17ps/(nm.km)$ ), công suất quang 0 dB và chỉ số điều chế  $m = 0.8$ ) với khoảng cách truyền dẫn khác nhau: a) 75km và b) 100km.

## 2.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2

Chương 2 tập trung phân tích, đánh giá hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM WDM dưới ảnh hưởng tổng thể của các yếu tố tác động khác nhau đến từ bộ phát, sợi quang và bộ thu. Trên cơ sở đó đã xây dựng mô hình giải tích đánh giá sự phụ thuộc của hiệu năng hệ thống vào các yếu tố ảnh hưởng này thông qua tính toán công suất nhiễu tổng của hệ thống. Các nguồn nhiễu khác nhau bao gồm nhiễu xén tại bộ tạo tín hiệu OFDM, nhiễu ASE của EDFA, nhiễu phi tuyến trên sợi quang và nhiễu bộ thu đóng góp vào nhiễu tổng của hệ thống. Kết quả phân tích cho thấy ảnh hưởng phi tuyến là yếu tố chính làm giới hạn hiệu năng hệ thống. Đây chính là cơ sở cho việc đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng cho hệ thống IM-DD O-OFDM trong các nội dung nghiên cứu tiếp theo. Hơn nữa, mô hình giải tích cũng cho phép có các đánh giá nhanh sự ảnh hưởng của các tham số thiết kế lên hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM WDM, từ đó tăng mức độ khả thi khi triển khai ứng dụng kỹ thuật OFDM và WDM cho truyền dẫn quang thụ động cự li dài.

## **CHƯƠNG 3: CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG SỬ DỤNG BỘ NÉN GIÃN**

*Nội dung của chương trình bày đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng sử dụng các thuật toán nén giãn dựa trên luật A và dựa trên mô hình Rapp nhờ khả năng giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến cho hệ thống IM-DD O-OFDM. Giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong miền số dễ dàng tích hợp trong các khối tạo/tách tín hiệu OFDM của hệ thống truyền dẫn quang vốn chủ yếu được thực hiện trong miền số gần đây. Đánh giá hiệu năng hệ thống sử dụng bộ nén giãn được thực hiện dựa trên phân tích lý thuyết và kiểm chứng bằng mô phỏng Monte-Carlo được đưa ra trong chương này. Đóng góp về cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn dựa trên luật A đã được công bố trong 01 bài báo đăng tại hội thảo ATC 2018 [C3]. Đóng góp về cải thiện hiệu năng hệ thống sử dụng bộ nén giãn đề xuất dựa trên mô hình Rapp cũng đã được công bố trong 01 bài báo trên tạp chí quốc tế ISI [J3].*

### **3.1 ĐẶT VẤN ĐỀ**

Kĩ thuật O-OFDM điều biến cường độ tách sóng trực tiếp đã trở thành một giải pháp khả thi cho các mạng quang thế hệ kế tiếp nhờ đáp ứng được yêu cầu cả về dung lượng, khoảng cách truyền dẫn và hiệu quả chi phí [91]. Tuy nhiên, một nhược điểm lớn của tín hiệu OFDM là nhạy cảm với hiệu ứng phi tuyến gây ra bởi tỉ số công suất đỉnh trên công suất trung bình (PAPR) cao. Giá trị các biên độ đỉnh lớn không chỉ vượt ra khỏi vùng đặc tuyến tuyến tính của các thành phần điện tử như bộ điều chế Mach-Zehnder (MZM) và các bộ chuyển đổi tương tự-số (ADC - Analog-to-Digital Converter) [26, 103, 142] mà còn làm tăng cường công suất đỉnh trên lõi sợi gây ra ảnh hưởng phi tuyến nghiêm trọng.

Cho đến nay, rất nhiều giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến hiệu quả trong miền số đã được đề xuất [23, 37, 44, 73, 88, 138, 139, 145]. Các phương pháp này cho phép giảm ảnh hưởng phi tuyến tại cả sợi quang và các phần tử tại bộ thu, phát. Trong đó, nhiều phương pháp được kế thừa từ hệ thống truyền thông tín hiệu

điện, cải thiện hiệu năng của hệ thống IM-DD O-OFDM bằng cách giảm PAPR của tín hiệu OFDM [37, 44, 139, 145]. Nhìn chung, các giải pháp này đưa ra khả năng giảm PAPR rất tốt nhưng chúng cũng làm tăng thêm độ phức tạp tại cả bộ thu và bộ phát của hệ thống OFDM quang. Chẳng hạn, giải pháp mã hoá và SLM không gây ra thêm bất cứ sự méo dạng nào cho tín hiệu nhưng lại yêu cầu bộ thu phải biết được các thông tin phụ để khôi phục tín hiệu ban đầu [44, 139]. Một số giải pháp đơn giản hơn như xén đỉnh hoặc sử dụng bộ lọc lại gây ra méo dạng tín hiệu lớn [23]. Hơn thế nữa, độ phức tạp và sự méo dạng của các giải pháp này phụ thuộc rất lớn vào kích thước chòm sao điều chế và số lượng sóng mang con.

Một giải pháp đơn giản khác là dựa trên các thuật toán nén giãn phi tuyến [130], trong đó có luật A và luật  $\mu$ , vốn được sử dụng trong các hệ thống truyền dẫn tín hiệu thoại để thực hiện quá trình lượng tử hoá không đều. Trong một số nghiên cứu gần đây, nén giãn dựa trên luật A đã được áp dụng để cải thiện hiệu năng cho các hệ thống OFDM quang không dây [49, 136]. Trong nghiên cứu [43], nén giãn theo luật  $\mu$  được sử dụng để nén tín hiệu ở phía phát kết hợp với một thuật toán tuyến tính để đảm bảo giữ nguyên được mức công suất tín hiệu trước và sau nén để cải thiện hiệu năng cho hệ thống OFDM quang điều biến cường độ. Các giải pháp này đều cho phép giảm PAPR của tín hiệu OFDM giúp giảm ảnh hưởng phi tuyến của hệ thống nhưng đồng thời gây méo tín hiệu. Vì thế, mức độ cải thiện hiệu năng của hệ thống phụ thuộc rất lớn vào tham số của bộ nén giãn để cân bằng giữa khả năng giảm PAPR và lượng méo phát sinh.

Trong chương này, giải pháp sử dụng bộ nén giãn dựa trên luật A và mô hình Rapp để cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM truyền qua sợi quang khoảng cách dài được đề xuất. Tín hiệu OFDM khi đưa qua luật nén A và mô hình Rapp cho phép giảm PAPR sẽ giúp cho dải động của tín hiệu OFDM sau nén nằm gọn trong vùng đặc tuyến làm việc tuyến tính của phần tử điều chế và ADC tại bộ phát cũng như giảm các giá trị công suất đỉnh lớn trên sợi. Nhờ vậy, ảnh hưởng phi tuyến trên hệ thống sẽ giảm thiểu, giúp cho mục tiêu cải thiện hiệu năng cho hệ thống sẽ đạt được. Với luật A, đặc tuyến nén phi tuyến tập trung tại vùng biên độ

lớn trong khi đặc tuyến khuếch đại tuyến tính tập trung tại vùng biên độ nhỏ nên méo phát sinh nhỏ. Với mô hình Rapp, hai tham số được sử dụng để giới hạn vùng biên độ nên nên giải pháp cải thiện hiệu năng dựa trên mô hình Rapp cho phép hiệu quả cao nhất với nhiễu phát sinh nhỏ nhất. Hai thuật toán này đơn giản, dễ dàng thực hiện và tích hợp vào các bộ tạo và tách tín hiệu OFDM được thực hiện trong miền số nên có tính khả thi cao và rất phù hợp cho hệ thống IM-DD O-OFDM khi ứng dụng cho LR-PON do đáp ứng được các yêu cầu về thiết kế đơn giản, hiệu quả chi phí, hạn chế tối đa gia tăng mức độ phức tạp của hệ thống và duy trì được sự đơn giản của ONU. Mức độ cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng hai đề xuất trên được đánh giá thông qua các tính toán lý thuyết và kiểm chứng nhờ mô phỏng Monte-Carlo.

### 3.2 NÉN GIẢN TÍN HIỆU

Tín hiệu OFDM có PAPR cao là yếu tố chính gây ra nhiều ảnh hưởng phi tuyến khác nhau, gồm có phi tuyến tại nguồn quang hoặc MZM, tăng cường hiệu ứng Kerr trên sợi quang và méo liên điều chế bậc ba [97], làm giới hạn hiệu năng hệ thống OFDM quang. Do đó, các thuật toán nén giãn chính là giải pháp giảm PAPR ít phức tạp rất có ý nghĩa đối với hệ thống IM-DD O-OFDM. Tín hiệu OFDM sẽ được nén tại bộ phát và được giãn/ giải nén tại bộ thu.

Trong hệ thống OFDM quang, tín hiệu OFDM trong miền thời gian được biểu diễn như sau

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N S_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (3.1)$$

trong đó  $N$  là số lượng sóng mang con của tín hiệu OFDM và  $S_k$  là kí hiệu điều chế phức thứ  $k$ . Khi số lượng sóng mang con đủ lớn, các mẫu tín hiệu OFDM rời rạc trong miền thời gian  $s_n$  có phân bố Gauss với hàm mật độ xác suất là [129]

$$f_{s_n}(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{s}{2\sigma^2}} \quad (3.2)$$

với  $\sigma^2$  là phương sai của tín hiệu OFDM. Khi đó, PAPR của tín hiệu OFDM  $s_n$  sẽ có dạng

$$PAPR(s_n) = 10 \log_{10} \frac{\max\{|s_n|^2\}}{\sigma^2} \quad (3.3)$$

Do tín hiệu OFDM là tín hiệu ngẫu nhiên nên PAPR là đại lượng ngẫu nhiên. Vì thế, hàm phân bố tích lũy bù (CCDF - Complementary Cumulative Distribution Function) được sử dụng để đánh giá giá trị PAPR của tín hiệu OFDM. Hàm CCDF cho biết xác suất để PAPR của tín hiệu OFDM  $s_n$  lớn hơn một giá trị  $PAPR_0$  cho trước [111].

$$CCDF(PAPR(s_n)) = Pr(PAPR(s_n) > PAPR_0) \quad (3.4)$$

### 3.2.1 Luật nén A

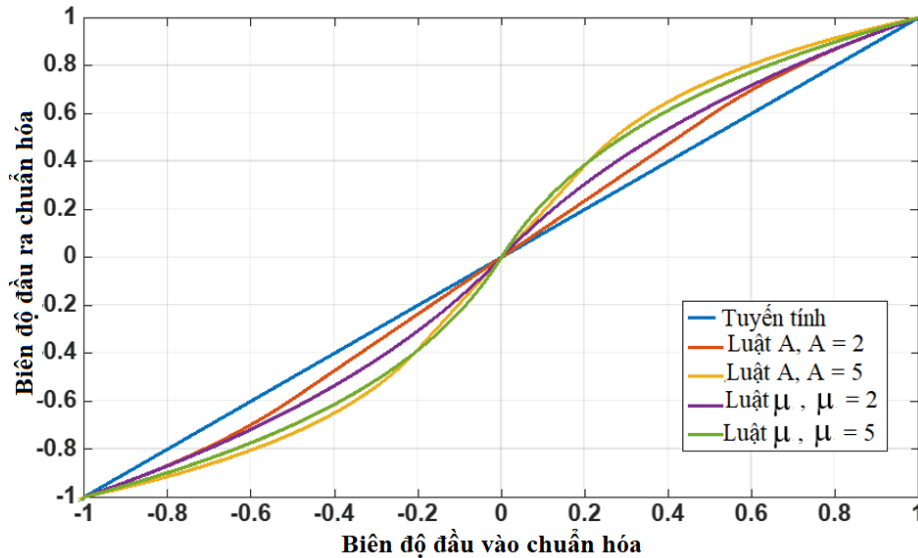
Quá trình nén và giãn tuân theo luật A được định nghĩa lần lượt như sau [136]:

$$y = \begin{cases} sgn(x) \frac{A|x|}{1+\ln A} & |x| < \frac{1}{A} \\ sgn(x) \frac{1+\ln(A|x|)}{1+\ln A} & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

$$x = \begin{cases} sgn(y) \frac{1+\ln A}{A} |y| & |y| < \frac{1}{1+\ln A} \\ sgn(y) \frac{e^{(1+\ln A)|y|-1}}{A} & \frac{1}{1+\ln A} \leq |y| \leq 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

với  $A$  là tham số nén,  $x$  là biên độ tức thời chuẩn hoá của tín hiệu đầu vào. Tương tự như luật  $\mu$  [111], luật A vốn được sử dụng trong các hệ thống PCM để nén dải động của tín hiệu. Hình 3.1 biểu diễn đặc tính nén giãn của luật A với các tham số nén khác nhau và so sánh với đặc tính nén giãn của luật  $\mu$  khi biên độ đầu vào và đầu ra đều được chuẩn hoá theo cùng một giá trị lớn nhất. Tham số nén A quyết định sự phân chia các vùng nén trong đặc tuyến làm việc của luật A. Hàm nén logarit được thực hiện tại vùng có biên độ lớn hơn  $1/A$ . Đặc tuyến luật A là khuếch đại tuyến tính bởi hằng số  $A/(1 + \ln A)$  tại vùng có biên độ nhỏ hơn  $1/A$ . Tham số nén A càng lớn, vùng nén phi tuyến càng mở rộng. Khi tín hiệu OFDM được đưa qua bộ nén giãn theo luật A, các biên độ nhỏ sẽ được tăng lên trong khi các biên độ lớn được nén lại, cho phép dải động của tín hiệu được thu hẹp để nằm trong vùng tuyến tính của các phần tử tại bộ phát. Dựa vào đặc tính nén giãn của luật  $\mu$  đưa ra trong hình 3.1, do toàn bộ biên độ tín hiệu đều được nén tương tự bởi một hàm logarit nên méo phát sinh tại vùng biên độ tín hiệu nhỏ khi sử dụng luật A sẽ ít hơn so với luật

$\mu$ . Đây cũng là lý do lựa chọn luật A để cải thiện hiệu năng cho hệ thống IM-DD O-OFDM.

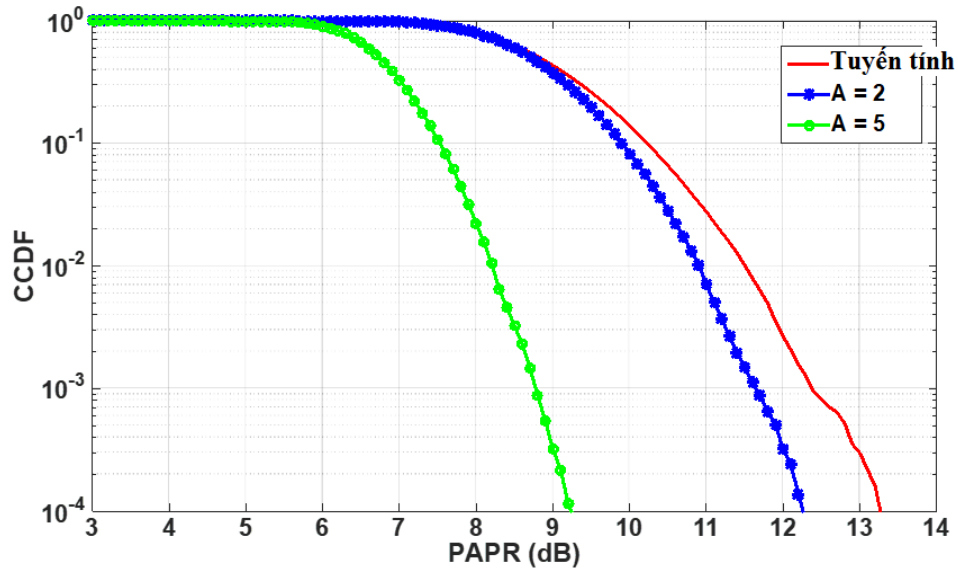


Hình 3.1. Hàm truyền đạt của luật A và luật  $\mu$ .

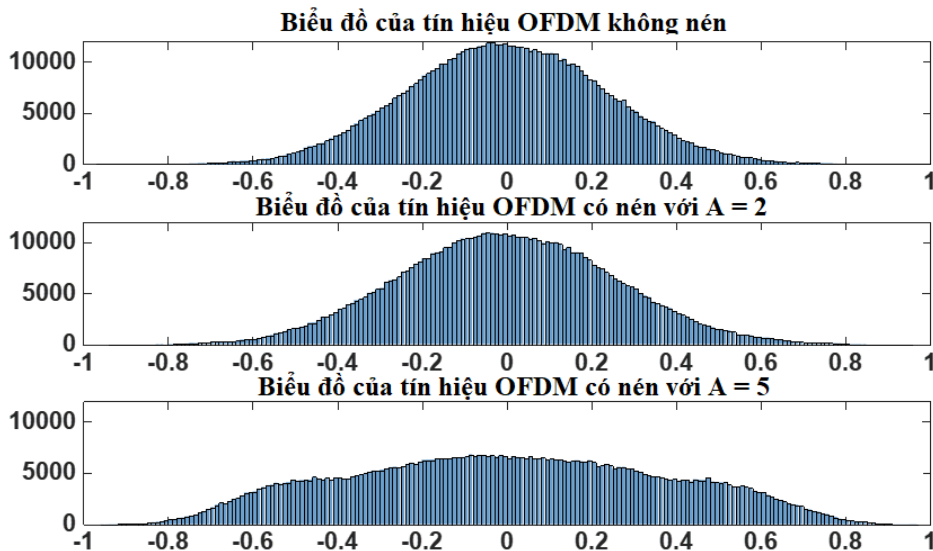
Việc nén các biên độ tín hiệu lớn khiến cho các giá trị biên độ tín hiệu được phân bố lại, cho phép giảm PAPR của tín hiệu OFDM. Hệ số A càng lớn, mức độ giảm PAPR càng nhiều. Các đường cong CCDF được vẽ trong hình 3.2 cho thấy PAPR của tín hiệu sau nén luôn nhỏ hơn PAPR của tín hiệu không nén. Trong trường hợp  $A = 2$ , mức độ giảm PAPR của tín hiệu OFDM sau nén tại xác suất 10% là khoảng 0,5 dB. Tuy nhiên, con số này tăng lên tới 3 dB khi hệ số nén  $A = 5$ .

Hình 3.3 biểu diễn phân bố của biên độ tín hiệu OFDM trong các trường hợp không nén và sau nén với tham số nén lần lượt là 2 và 5. Biên độ tín hiệu OFDM ban đầu có phân bố Gauss. Phần lớn các biên độ tín hiệu OFDM tập trung tại vùng biên độ nhỏ. Sau khi áp dụng luật A, tần suất xuất hiện của các thành phần biên độ nhỏ giảm đi. Tại giá trị A lớn, vùng nén phi tuyến được mở rộng về phía giá trị biên độ nhỏ vì thế phần lớn biên độ tín hiệu OFDM được nén tương tự bởi hàm logarithm khiến cho mức độ giảm PAPR cũng tăng lên. Khi tham số nén A càng lớn thì phân bố của biên độ tín hiệu OFDM tiến dần đến phân bố đều. Điều này cũng làm tăng mức độ méo tín hiệu OFDM, kết quả là làm giảm hiệu quả của giải pháp bù phi tuyến. Do vậy, việc lựa chọn tham số nén A rất quan trọng, cần thỏa mãn

được hai yêu cầu là vừa giảm được PAPR, vừa tối thiểu lượng méo phát sinh để đảm bảo cho phép cải thiện hiệu năng hệ thống. Khảo sát trong phần 3.3 dưới đây sẽ chỉ ra vùng giá trị của tham số nén A cho phép cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM.



Hình 3.2. Hàm phân bố tích lũy bù (CCDF) theo PAPR của tín hiệu OFDM khi sử dụng luật A.



Hình 3.3. Biểu đồ của các tín hiệu OFDM không nén và sau nén với 256-IFFT và 64-QAM (trục hoành: biên độ tín hiệu chuẩn hoá; trục tung: số lượng từng giá trị biên độ tín hiệu).



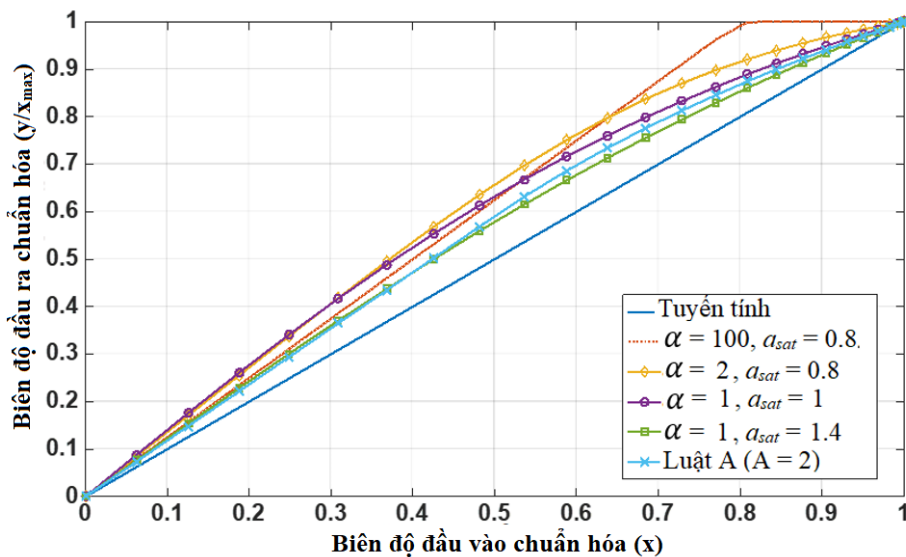
### 3.2.2 Nén giãn dựa trên mô hình Rapp

Giải pháp nén tín hiệu sau đây được đề xuất dựa trên mô hình Rapp, thường được sử dụng để mô hình hoá đặc tuyến phi tuyến của bộ khuếch đại công suất cao (HPA - High Power Amplifier) [25]. Giải pháp này sử dụng các tham số để giới hạn vùng biên độ nén, sao cho tập trung chủ yếu vào các biên độ lớn. Nói cách khác, các biên độ nhỏ sẽ không bị méo dạng khi đi qua bộ nén. Luật nén được đề xuất dựa trên mô hình Rapp được định nghĩa như sau [25]

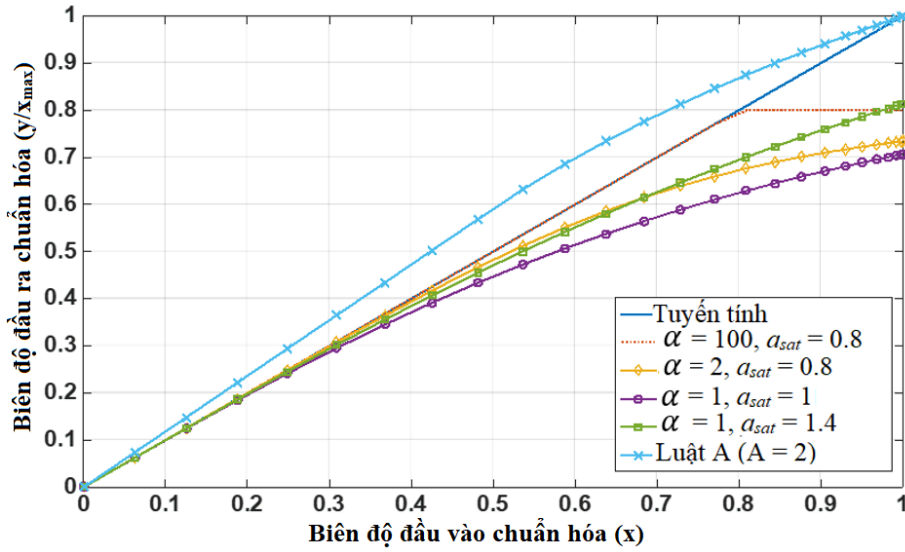
$$y = \frac{\varepsilon x}{\left[1 + \left(\frac{|x|}{a_{sat}}\right)^{2\alpha}\right]^{1/2\alpha}} \quad (3.7)$$

$$x = \frac{y}{\varepsilon \left[1 - \left(\frac{|y|}{a_{sat}}\right)^{2\alpha}\right]^{1/2\alpha}} \quad (3.8)$$

với  $x$  là biên độ tức thời chuẩn hoá của tín hiệu đầu vào ( $-1 \leq x \leq 1$ ),  $\varepsilon$  là hệ số tỉ lệ để duy trì công suất của tín hiệu đầu ra bằng với công suất của tín hiệu đầu vào,  $a_{sat}$  là tham số mức bão hoà quyết định đầu ra giới hạn của đường cong nén,  $\alpha$  là tham số độ mịn xác định độ cong của hàm nén hay độ mịn chuyển tiếp từ vùng tuyến tính sang vùng bão hoà. Hình 3.4 biểu diễn đặc tuyến truyền đạt của luật nén đề xuất với các tham số mức bão hoà và độ mịn khác nhau khi mà biên độ tín hiệu được chuẩn hoá theo giá trị biên độ đầu ra lớn nhất.



Hình 3.4. Đặc tuyến truyền đạt của luật nén theo mô hình Rapp (chuẩn hoá theo đầu ra).



Hình 3.5. Đặc tuyến truyền đạt của luật nén theo mô hình Rapp (chuẩn hoá theo đầu vào).

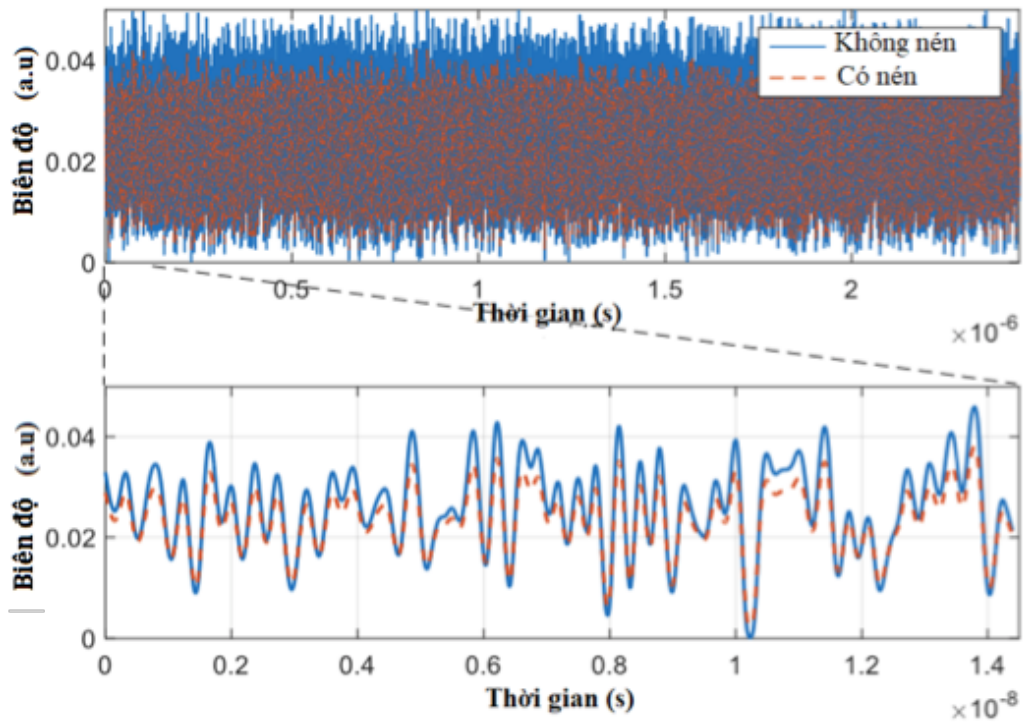
Thay vì chỉ phụ thuộc một tham số, thuật toán nén giãn tuân theo mô hình Rapp phụ thuộc vào hai tham số, mức bão hoà  $a_{sat}$  và độ mịn  $\alpha$ . Tham số  $\alpha$  xác định độ cong đường đặc tuyến của mô hình nén khi chuyển từ vùng tuyến tính sang vùng phi tuyến. Tại các giá trị  $\alpha$  nhỏ, vùng đặc tuyến nén được mở rộng. Khoảng này sẽ bị thu hẹp khi tham số  $\alpha$  tăng lên. Tham số  $a_{sat}$  xác định mức bão hoà, giới hạn biên độ của đầu ra nén. Tuỳ thuộc vào giá trị tham số  $a_{sat}$  được lựa chọn mà giá trị biên độ lớn nhất của tín hiệu sau nén có thể nhỏ hơn giá trị biên độ lớn nhất của tín hiệu ban đầu. Đây là một điểm khác biệt khác nữa giữa luật nén dựa trên mô hình Rapp so với luật A trước đó. Hình 3.5 biểu diễn đặc tuyến truyền đạt của luật nén tuân theo mô hình Rapp khi biên độ tín hiệu được chuẩn hoá theo giá trị biên độ đầu vào lớn nhất và so sánh với đặc tuyến truyền đạt của luật A. Các đường cong nén này chỉ ra sự khác biệt rõ rệt giữa các thuật toán nén. Khi giá trị  $\alpha$  đủ lớn, luật nén dựa trên mô hình Rapp trở thành hàm xén đỉnh tín hiệu với ngưỡng xén chính là tham số  $a_{sat}$ .

Tín hiệu OFDM trong miền thời gian  $s_n$  được đưa qua bộ nén để giảm PAPR. Tín hiệu sau nén có thể được biểu diễn theo dạng sau

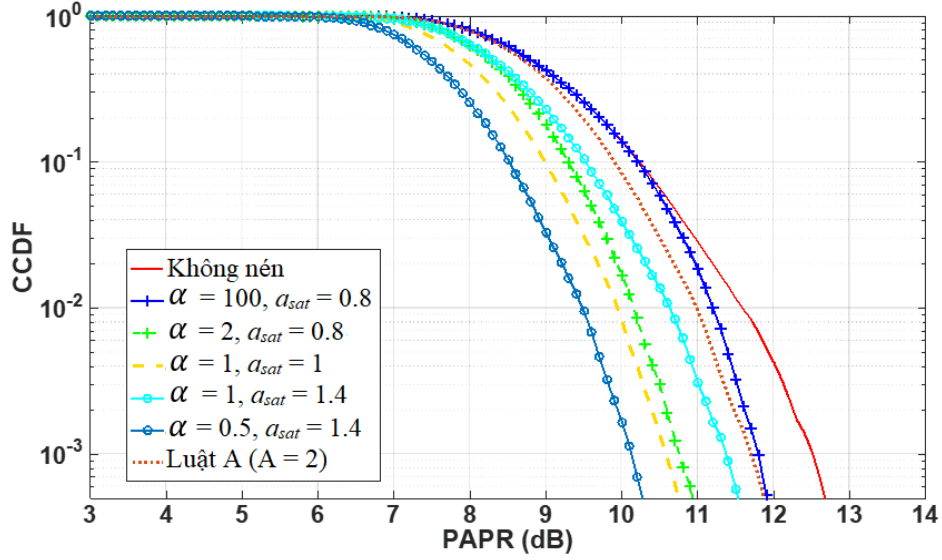
$$s_n^c = C(s_n) \quad (3.9)$$

với  $C(\cdot)$  là hàm nén được định nghĩa bởi phương trình (3.4). Với luật A, giá trị biên

độ lớn nhất của tín hiệu sau nén được giữ không đổi, nhưng giá trị biên độ trung bình của tín hiệu sau nén  $s_n^c$  tăng lên giúp cho tỉ số PAPR giảm đi. Trong khi đó, với luật nén theo mô hình Rapp, công suất của tín hiệu sau nén và tín hiệu trước nén được giữ không đổi ( $E\{|s_n^c|^2\} = E\{|s_n|^2\}$ ), nhưng biên độ lớn nhất của tín hiệu sau nén lại nhỏ đi để giảm PAPR như mô tả trong hình 3.6. Hình 3.7 vẽ các đường cong CCDF của tín hiệu không nén và các tín hiệu sau nén với các tham số nén khác nhau. Mức độ giảm PAPR phụ thuộc vào các tham số của luật nén. Trong trường hợp  $\alpha = 100$ , luật nén giống như một hàm xén đỉnh tín hiệu, mức độ giảm PAPR khá nhỏ, chỉ đạt cỡ 0,8 dB tại giá trị CCDF là  $10^{-3}$ . Trong khi đó, mức độ giảm của luật A đạt tới 1,5 dB tại hệ số nén  $A = 2$ . Khi  $\alpha = 1$  và  $a_{sat} = 1$ , có thể đạt được mức độ giảm PAPR lên tới 2 dB. Mức độ giảm PAPR sẽ tăng lên khi các giá trị  $\alpha$  và  $a_{sat}$  giảm đi. Mặc dù, đặc tuyến nén trong hai trường hợp  $\alpha = 1$ ,  $a_{sat} = 1$  và  $\alpha = 2$ ,  $a_{sat} = 0,8$  gần như giống nhau như mô tả ở hình 3.4, nhưng đường cong CCDF của chúng lại khác nhau khá rõ tại giá trị CCDF lớn hơn  $10^{-2}$ , điều này ảnh hưởng đáng kể đến hiệu suất bù phi tuyến.



Hình 3.6. Dạng sóng của tín hiệu OFDM trước nén và sau nén.



Hình 3.7. Hàm phân bố tích lũy bù (CCDF) theo PAPR của tín hiệu OFDM khi sử dụng luật nén theo mô hình Rapp.

Tuy nhiên, có một sự trả giá giữa PAPR và méo tín hiệu khi áp dụng thuật toán nén. Lựa chọn các tham số thích hợp cho bộ nén giãn cần phải được xem xét kỹ càng. Dưới đây sẽ đi sâu phân tích vấn đề này.

Tín hiệu thu được tại cuối kênh truyền  $r_n$  có thể được mô tả như sau

$$r_n = h_n * s_n^c + w_n = h_n * C(s_n) + w_n \quad (3.10)$$

với  $h_n$  là đáp ứng xung của kênh truyền, gây ra ảnh hưởng phi tuyến lên tín hiệu,  $w_n$  đại diện cho nhiễu cộng của hệ thống. Tín hiệu OFDM tại phía thu sẽ được khôi phục bằng cách đưa qua bộ giải nén và có dạng

$$s'_n = C^{-1}(r_n) = C^{-1}(h_n * C(s_n) + w_n) \quad (3.11)$$

với  $C^{-1}(\cdot)$  là hàm giải nén được định nghĩa bởi phương trình (3.5). Như đã phân tích trong chương 2, tín hiệu OFDM truyền qua sợi quang sẽ chịu ảnh hưởng của các hiệu ứng phi tuyến trên sợi, gây ra lượng nhiễu phi tuyến trong quá trình truyền dẫn. Nguồn nhiễu này có thể coi là biến ngẫu nhiên phân bố Gauss độc lập [26,103], nên tín hiệu OFDM khôi phục được sau bộ giải nén sẽ được biểu diễn như sau

$$\begin{aligned} s'_n &= C^{-1}(C(s_n) + x_n^{nonlinear} + w_n) \\ &= s_n + C^{-1}(x_n^{nonlinear}) + C^{-1}(w_n) \end{aligned}$$

$$= s_n + n_{non}^c + n_{lin}^c \quad (3.12)$$

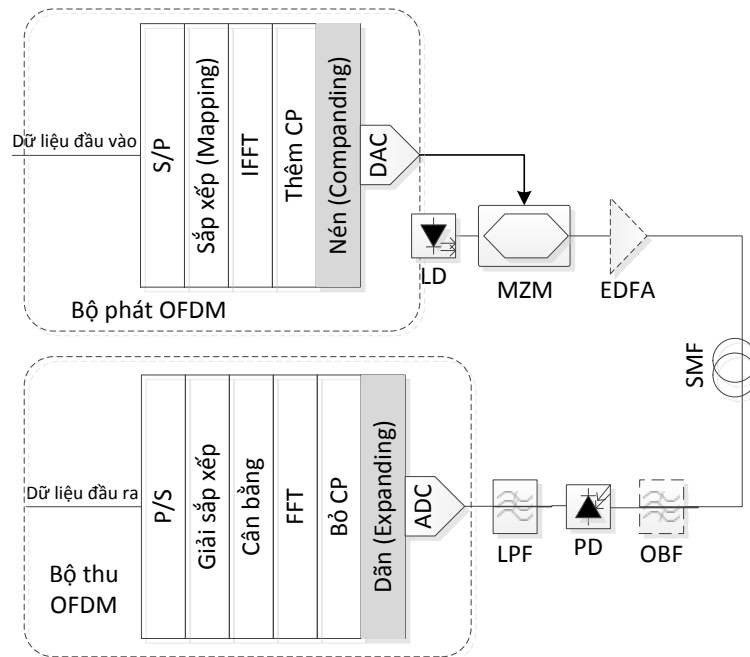
trong đó  $x_n^{nonlinear}$  là nhiễu phi tuyến của kênh truyền,  $n_{non}^c$  và  $n_{lin}^c$  lần lượt là nhiễu phi tuyến và tuyến tính do luật nén gây ra.

Như vậy, hiệu năng hệ thống OFDM quang chỉ có thể được cải thiện nhờ luật nén khi mà mức độ giảm của nhiễu phi tuyến  $x_n^{nonlinear}$  vượt quá lượng nhiễu  $n_{non}^c$  và  $n_{lin}^c$  phát sinh sau nén. Khảo sát trong phần 3.4 dưới đây sẽ chỉ ra vùng giá trị của các tham số bộ nén theo luật Rapp cho phép cải thiện hiệu năng của hệ thống IM-DD O-OFDM dưới tác động của ảnh hưởng phi tuyến.

### 3.2.2 Cấu trúc hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn

Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng bộ nén giãn được đưa ra trong hình 3.8. Tại phía phát, chuỗi dữ liệu bit ngẫu nhiên được chuyển đổi nối tiếp thành song song, ánh xạ thành các kí hiệu phức M-QAM và sau đó đưa đến bộ biến đổi Fourier nhanh ngược (IFFT). Phương pháp tạo tín hiệu OFDM có biên độ thực và dương trong miền thời gian, phù hợp với hệ thống IM-DD được sử dụng. Nhờ có thêm tiền tố chu kì (CP), nhiễu liên kí hiệu và nhiễu liên sóng mang gây ra tại bộ phát, kênh truyền và bộ thu hoàn toàn được loại bỏ. Ngay sau đó, tín hiệu được đưa qua bộ nén phi tuyến trước khi thực hiện chuyển đổi số sang tương tự. Tại bộ nén, các đỉnh biên độ của tín hiệu OFDM được dịch chuyển vào vùng phi tuyến của đặc tuyến bộ nén, trong khi phần biên độ nhỏ của tín hiệu OFDM sẽ được dịch chuyển vào vùng tuyến tính của đặc tuyến bộ nén để giảm được lượng nhiễu phát sinh sau nén. Tín hiệu sau nén được điều chế lên sóng mang quang nhờ bộ điều chế ngoài MZM được phân cực tại điểm vuông góc  $V_{\pi}/2$ . Tín hiệu sau điều chế truyền đi tới phía thu qua sợi quang đơn mode tiêu chuẩn, được mô hình hoá bởi phương trình Schrodinger phi tuyến như mô tả trong phụ lục A. Tại bộ thu, tín hiệu OFDM quang được chuyển trở về miền điện nhờ bộ tách sóng quang và được giải nén trước khi thực hiện khôi phục dữ liệu nhờ bộ giải điều chế OFDM với quy trình ngược với phía phát. Băng thông của bộ thu quang được xác định nhờ bộ lọc thông thấp, được thiết lập tương tự như của hệ thống truyền dẫn quang tách sóng trực tiếp thông thường. Các khối EDFA và bộ lọc quang là các thành phần tùy chọn. Với hệ thống

truyền dẫn quang khoảng cách dài, EDFA thường được sử dụng để đảm bảo quỹ công suất truyền dẫn. Các tham số cơ bản và hoạt động của bộ điều chế và giải điều chế tín hiệu OFDM trong sơ đồ này được giữ nguyên trong tất cả các mô hình mô phỏng trong phạm vi nghiên cứu này.



Hình 3.8. Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn. S/P: chuyển đổi nối tiếp – song song, IFFT/FFT: bộ biến đổi Fourier nhanh ngược, ADC/DAC: bộ chuyển đổi số - tương tự/ tương tự - số, MZM: bộ điều chế Mach – Zehnder, LD: nguồn quang laser, PD: bộ tách sóng quang, EDFA: bộ khuếch đại sợi quang pha Erbium, SMF: sợi đơn mode tiêu chuẩn, OBF: bộ lọc thông dải quang, LPF: bộ lọc thông thấp. (Các khối nét đứt là tùy chọn trong hệ thống).

### 3.3 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG SỬ DỤNG BỘ NÉN GIẢN TUÂN THEO LUẬT A

Trong phần này, mô phỏng Monte-Carlo được sử dụng để đánh giá hiệu năng về mặt tỉ số lỗi bit (BER) của hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn tuân theo luật A dựa trên sơ đồ như trong hình 3.8. Trong mô phỏng này, phương pháp DCO-OFDM được sử dụng để tạo tín hiệu OFDM điều biến cường độ. Số lượng sóng mang con được sử dụng để tạo tín hiệu OFDM là 256, trong đó chỉ có 95 sóng mang con mang thông tin, 95 sóng mang con đối xứng mang thông tin liên hợp

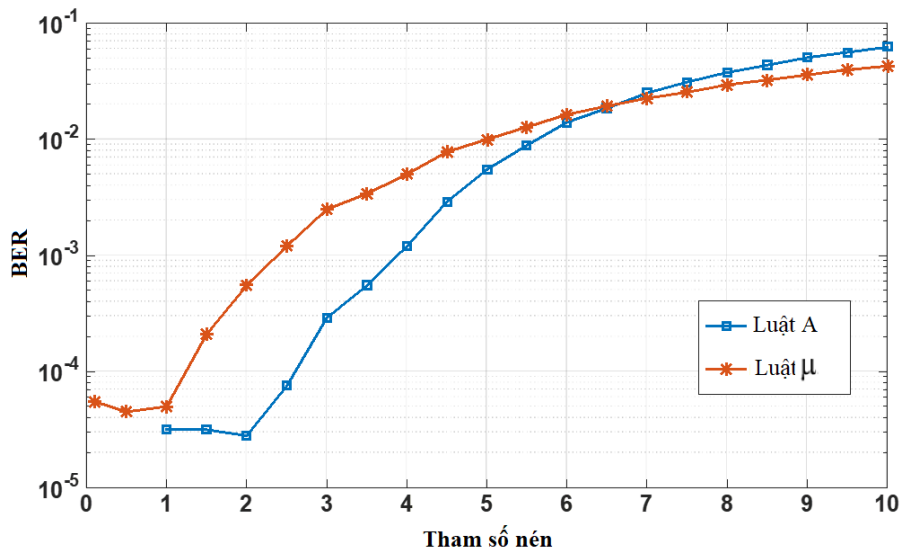
phức và các sóng mang còn lại mang giá trị đệm 0. Tỷ số lỗi bit của hệ thống được khảo sát như là một hàm của nhiều tham số, bao gồm tham số nén, công suất quang đầu vào và chỉ số điều chế. Các tham số hệ thống được sử dụng trong mô hình mô phỏng được liệt kê trong bảng 3.1.

Bảng 3.1. Tham số hệ thống IM-DD O-OFDM mô phỏng sử dụng bộ nén giãn.

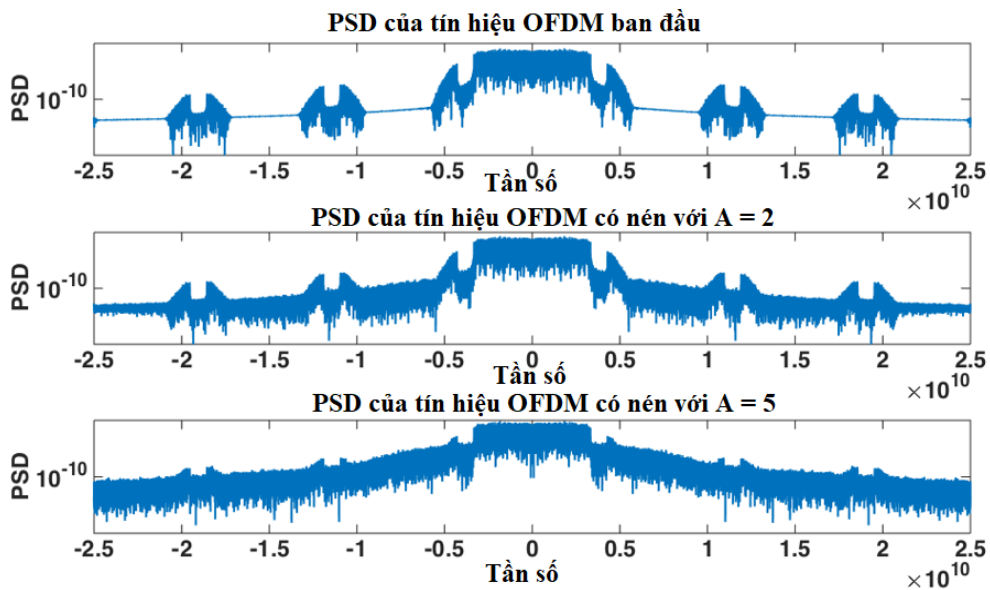
Tên tham số	Ký hiệu	Giá trị
Hệ số suy hao của sợi quang	$\alpha_f$	0,2 dB/km
Hệ số tán sắc sợi	$\beta_2$	17 ps/km.nm
Chiết suất phi tuyến	$n_2$	$2,6 * 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$
Diện tích hiệu dụng	$A_{eff}$	$76 * 10^{-12} \text{ m}^2$
Tần số sóng mang quang	$f_1$	193,1 THz
Hệ số đáp ứng của photodiode	$R$	0,6 A/W
Dòng tối	$I_d$	0,2 nA
Mật độ phổ công suất nhiễu nhiệt	$S_T$	$2 * 10^{-23} \text{ A}/(\text{Hz})^{1/2}$
Bậc điều chế	$M$	4 - 16
Tốc độ dữ liệu	$R_b$	1 Gbps, 10 Gbps

Hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM với chiều dài truyền dẫn 80 km được khảo sát như là một hàm của tham số nén được biểu diễn ở hình 3.9. Nhìn chung, giá trị BER lúc đầu giảm nhẹ, sau đó tăng nhanh hơn theo tham số nén. Vì vậy, bộ nén giãn sử dụng luật A tồn tại tham số nén tối ưu để tại đó mức độ cải thiện hiệu năng của giải pháp là tốt nhất. Tham số nén tối ưu của luật A nằm trong khoảng từ  $1 \div 2$ . Như có thể thấy trong hình, hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM suy giảm nhanh chóng khi tham số nén quá cao do khi đó lượng nhiễu phát sinh sau nén vượt hơn nhiều so với mức độ giảm PAPR. Khi tham số nén lớn hơn 6, vùng tuyến tính trong đặc tuyến nén của luật A rất nhỏ, gần như có thể bỏ qua, khiến cho hiệu năng của luật A rất kém lên tới gần 10%. Trong phần này, hiệu năng hệ thống khi sử dụng bộ nén giãn tuân theo luật  $\mu$  cũng được khảo sát trong cùng điều kiện để so sánh. Tham số nén tối ưu của luật  $\mu$  nhỏ hơn 1, mà tại vùng giá trị đó mức độ giảm

PAPR rất nhỏ. Tại vùng giá trị tham số nén nhỏ hơn 6,5, luật A gây ra méo phát sinh sau nén tại các biên độ thấp ít hơn so với luật  $\mu$  nên hiệu suất cải thiện hiệu năng của luật A tốt hơn so với luật  $\mu$ . Tại vùng giá trị tham số nén lớn hơn 6,5, mặc dù hiệu năng của luật A tệ hơn chút ít so với luật  $\mu$  nhưng BER của hệ thống khi sử dụng hai luật này đều rất lớn nên không phù hợp để lựa chọn. Do vậy, luật A là lựa chọn tốt hơn để cải thiện hiệu năng cho hệ thống IM-DD O-OFDM.



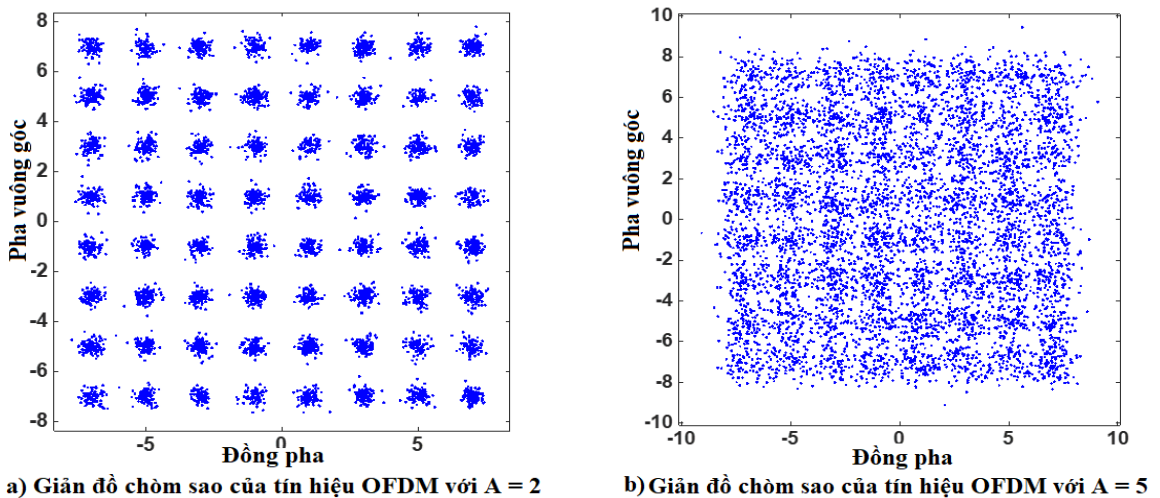
Hình 3.9. BER phụ thuộc vào tham số nén của luật A và luật  $\mu$  (chiều dài sợi  $L = 80$  km, công suất quang phát  $P_0 = 13$  dBm).



Hình 3.10. Mật độ phổ công suất của tín hiệu OFDM không nén và có nén.



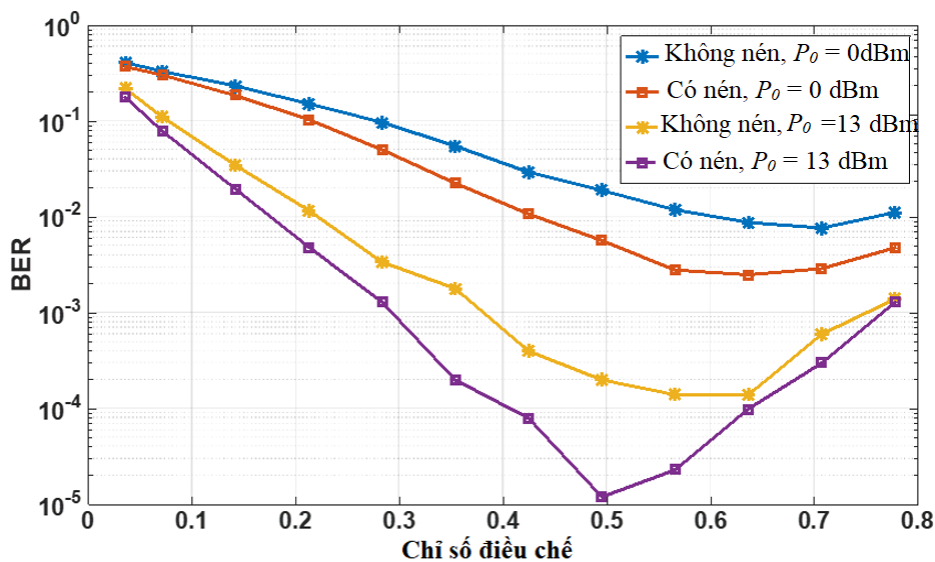
Áp dụng nén theo luật A, PAPR của tín hiệu OFDM được giảm đi, cho phép giảm thiểu hiệu ứng phi tuyến của tuyến truyền dẫn IM-DD O-OFDM. Mức độ giảm PAPR tăng lên khi hệ số nén tăng lên. Tuy nhiên, luật A đồng thời cũng làm méo tín hiệu, được đặc trưng bởi nhiễu phát sinh sau nén. Hình 3.10 thể hiện mật độ phổ công suất (PSD) của tín hiệu OFDM không nén và có nén. Rõ ràng là, phổ của tín hiệu OFDM dần mở rộng khi tham số nén A tăng lên. Nếu băng thông của bộ thu giữ nguyên như khi không nén thì công suất tín hiệu thu giảm, còn nếu mở rộng băng thông thì nhiễu Gauss trắng cộng tăng, dẫn đến SNR tại đầu ra bộ tách sóng quang giảm và BER tăng lên. Như vậy, nén theo luật A với tham số nén quá lớn sẽ làm suy giảm hiệu năng của hệ thống. Ảnh hưởng này cũng được mô tả thông qua giản đồ chòm sao của tín hiệu OFDM sau nén như trong hình 3.11. Kết quả này cho thấy, việc lựa chọn tham số nén phù hợp là bắt buộc khi sử dụng để cải thiện hiệu năng cho hệ thống IM-DD O-OFDM.



Hình 3.11. Giản đồ chòm sao của tín hiệu OFDM có nén với tham số nén A = 2 và A = 5.

Tiếp theo, hình 3.12 vẽ đường cong hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM được khảo sát phụ thuộc vào tham số chỉ số điều chế,  $m$ , của MZM tại các giá trị công suất quang đầu vào khác nhau,  $P_0 = 0 \text{ dBm}$  và  $P_0 = 13 \text{ dBm}$ . Các đường cong cho thấy mức độ cải thiện hiệu năng của hệ thống khi có nén và khoảng giá trị tối ưu của chỉ số điều chế mà tại đó hiệu năng hệ thống là tốt nhất. Khi  $m$  nhỏ, hầu hết các biên độ tín hiệu nằm trong vùng đặc tuyến tuyến tính của MZM nhưng công

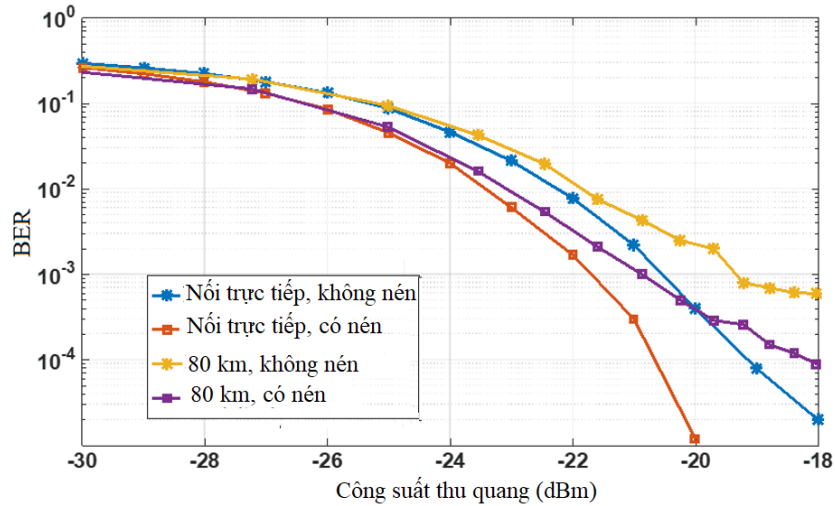
suất tín hiệu nhỏ hơn rất nhiều so với công suất sóng mang. Kết quả là, các yếu tố chính ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống sẽ là suy hao, tán sắc trên sợi và nhiễu nhiệt tại bộ tách sóng quang. Khi  $m$  tăng dần, tỉ lệ giữa công suất tín hiệu và công suất sóng mang quang tăng dần và hiệu quả nén tăng lên khiến SNR tại phía thu được cải thiện giúp BER của hệ thống giảm. Khi  $m$  quá lớn, nhiễu phi tuyến gây ra bởi MZM tăng lên làm suy giảm hiệu năng hệ thống, hiệu quả nén giảm. Khi áp dụng bộ nén theo luật A với  $A = 2$  và công suất quang đầu vào là 13 dBm, tại giá trị chỉ số điều chế tối ưu ( $m = 0,57$ ) thì BER được cải thiện lên tới 1 bậc về độ lớn.



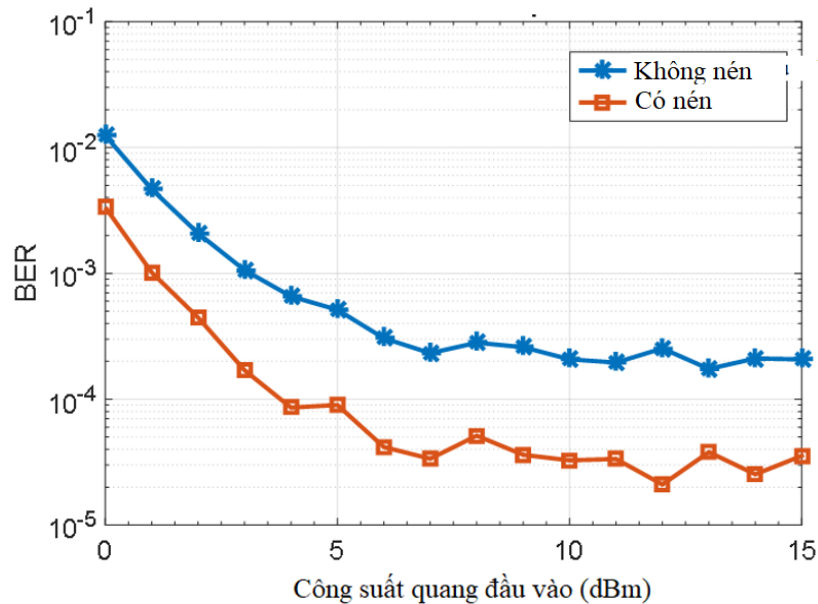
Hình 3.12. BER phụ thuộc vào tham số chỉ số điều chế khi sử dụng luật A (chiều dài sợi  $L = 80$  km và tham số nén  $A = 2$ )

Để đánh giá hiệu quả của bộ nén giãn theo luật A trong điều kiện truyền dẫn tuyến tính, hiệu năng hệ thống tại các giá trị công suất đầu vào nhỏ được khảo sát. Hình 3.13 vẽ các đường cong BER của hệ thống trong trường hợp nối trực tiếp (tức là tín hiệu OFDM quang từ bộ phát được đưa trực tiếp tới bộ thu nhờ một bộ suy hao) và sử dụng sợi quang dài 80 km khi có và không có sử dụng bộ nén giãn theo luật A với  $A = 2$ . Như có thể thấy trong hình, công suất quang thu của tín hiệu có nén giảm tới 1,3 dB so với tín hiệu không nén trong trường hợp nối trực tiếp tại  $BER = 10^{-3}$ . Trong trường hợp sử dụng sợi quang truyền dẫn dài 80 km sẽ có sự thiệt thòi công suất do các tham số ảnh hưởng của sợi quang. Tuy nhiên, mức độ cải

thiện công suất quang thu trong trường hợp này lại cao hơn, lên tới 1,8 dB, cho thấy hiệu quả của bộ nén giãn theo luật A. Khả năng cải thiện công suất quang thu của bộ nén giãn theo luật A có ý nghĩa quan trọng đối với hệ thống IM-DD O-OFDM khi ứng dụng cho LR-PON, đáp ứng được yêu cầu mở rộng khoảng cách truyền dẫn tại tốc độ truyền dẫn cao.



Hình 3.13. BER phụ thuộc vào công suất thu quang khi sử dụng luật A (chiều dài sợi  $L = 80$  km, chỉ số điều chế  $m = 0,57$  và tham số nén  $A = 2$ ).



Hình 3.14. BER phụ thuộc vào công suất quang đầu vào khi sử dụng luật A (chiều dài sợi  $L = 80$  km, chỉ số điều chế  $m = 0,57$  và tham số nén  $A = 2$ ).

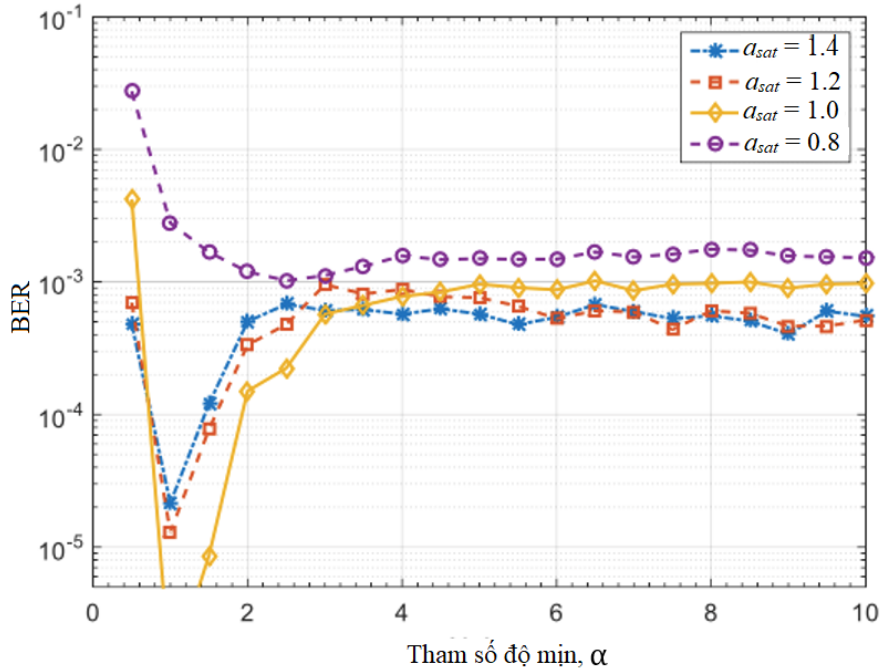
Hình 3.14 biểu diễn hiệu năng BER biến thiên theo công suất quang đầu vào trong hai trường hợp, có và không có sử dụng bộ nén giãn theo luật A tại tham số nén  $A=2$ . Công suất quang đầu vào trong mô phỏng này được thiết lập lên tới 15 dBm. Kết quả mô phỏng cho thấy sự hiệu quả của bộ nén giãn theo luật A khi bù phi tuyến trên sợi quang. Khi công suất quang đầu vào tăng dần, ở cả hai trường hợp có và không có bộ nén giãn, BER giảm và dần tới bão hoà khi công suất vượt quá 5 dBm. BER bão hoà là do nhiễu phi tuyến tăng lên khi công suất quang đầu vào lớn. Tuy nhiên, BER luôn được cải thiện cỡ một bậc về độ lớn khi sử dụng bộ nén giãn theo luật A với  $A = 2$ .

### 3.4 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG SỬ DỤNG BỘ NÉN GIÃN DỰA TRÊN MÔ HÌNH RAPP

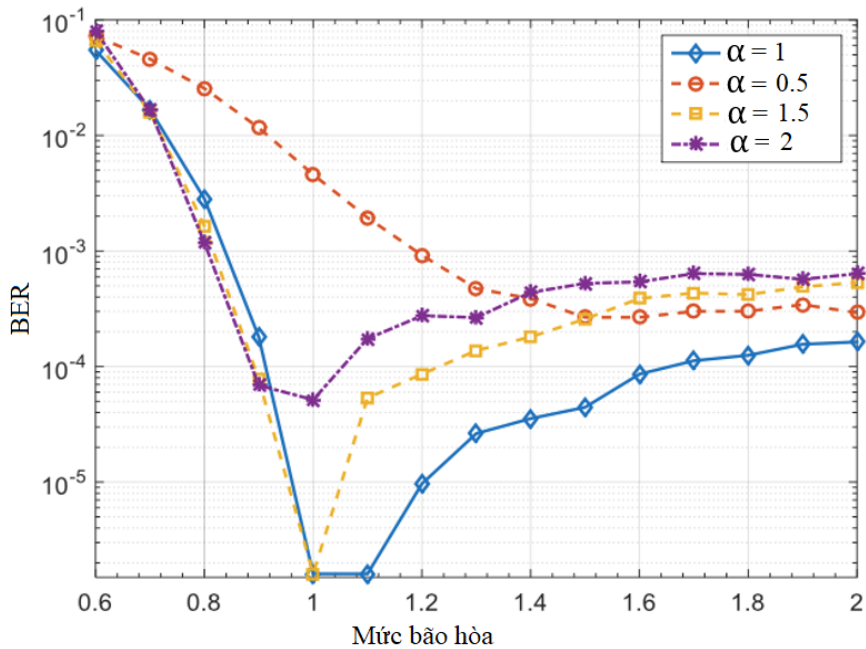
Để đánh giá hiệu quả bù phi tuyến của bộ nén giãn đề xuất dựa trên mô hình Rapp cho hệ thống IM-DD O-OFDM, mô phỏng Monte-Carlo được sử dụng để khảo sát hiệu năng hệ thống thông qua tham số BER. Mô hình mô phỏng được thực hiện dựa trên sơ đồ hệ thống đưa ra trong hình 3.8. Hiệu năng hệ thống được khảo sát dưới ảnh hưởng của tham số mức bão hoà và độ mịn của luật nén, công suất quang đầu vào và chỉ số điều chế của hệ thống. Các tham số quan trọng của hệ thống được dùng trong mô phỏng này giữ nguyên như trong bảng 3.1, ngoại trừ tham số tốc độ bit là 40 Gb/s và bậc điều chế tăng lên  $M = 64$ .

Với giải pháp nén đề xuất, mức độ giảm PAPR phụ thuộc vào cả hai tham số, độ mịn  $\alpha$  và mức bão hoà  $a_{sat}$ . Trước tiên, hiệu năng BER được khảo sát như là một hàm của  $\alpha$  tại các mức bão hoà  $a_{sat}$  khác nhau, với chiều dài sợi quang là 80 km và công suất quang trung bình đầu vào là 14 dBm, thể hiện trong hình 3.15. Khi giá trị  $a_{sat}$  lớn hơn 1, BER nhỏ nhất tại  $\alpha = 1$ . Tại vùng giá trị  $\alpha < 1$ , mức độ giảm PAPR sẽ cao hơn (hình 3.7) nhưng nhiễu phát sinh sau nén lớn làm giảm hiệu năng hệ thống. Tuy nhiên, khi  $\alpha$  lớn hơn 1 và tăng dần, BER tăng lên do mức độ giảm PAPR nhỏ đi dần đến giá trị bão hoà tại các giá trị  $\alpha$  đủ lớn. Giá trị BER nhỏ nhất thấp hơn cỡ 2 bậc về độ lớn so với giá trị tại vùng bão hoà. Với trường hợp  $a_{sat}$  nhỏ

hơn 1, giá trị BER tối ưu dịch về phía  $\alpha$  lớn hơn, vào khoảng  $\alpha = 2,5$ . Tuy nhiên, BER trong trường hợp này tồi nhất, lên tới  $10^{-3}$ , do nhiễu phát sinh sau nén lớn.

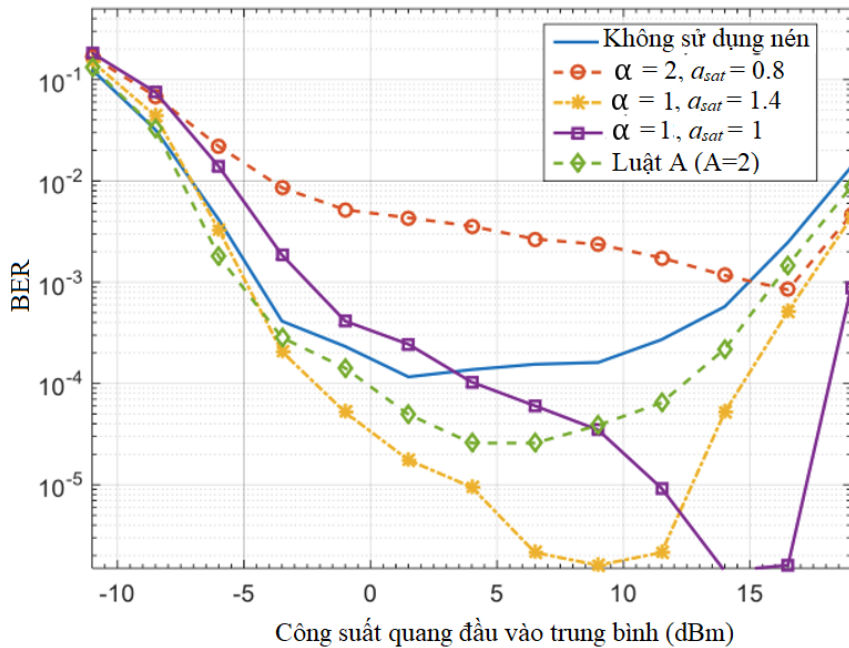


Hình 3.15. BER phụ thuộc vào tham số độ mịn  $\alpha$  (chiều dài sợi  $L = 80$  km, công suất quang đầu vào  $P_0 = 14$  dBm).



Hình 3.16. BER phụ thuộc vào tham số mức bão hoà (chiều dài sợi  $L = 80$  km, công suất quang đầu vào  $P_0 = 14$  dBm).

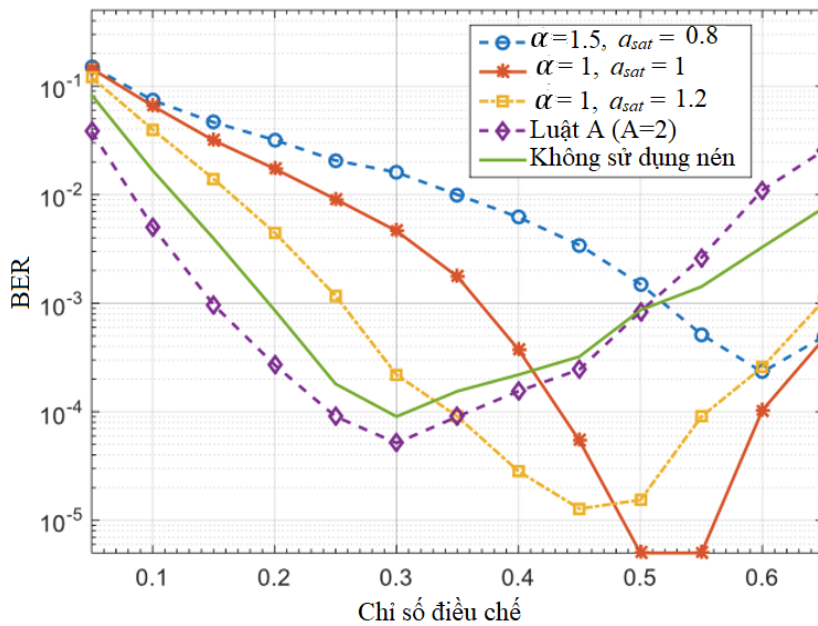
Hình 3.16 biểu diễn hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng bộ nén giãn theo mô hình Rapp phụ thuộc vào mức bão hoà  $a_{sat}$  ở các giá trị độ mịn  $\alpha$  khác nhau. Ở mỗi giá trị  $\alpha$  xác định, tồn tại dải giá trị  $a_{sat}$  tối ưu, để tại đó BER của hệ thống là tốt nhất. Dải giá trị  $a_{sat}$  tối ưu có xu hướng dịch sang phía giá trị cao hơn khi  $\alpha$  giảm. Tương tự với kết quả mô phỏng thu được ở trên, BER tốt nhất đạt được khi  $\alpha = 1$  và  $a_{sat}$  trong khoảng từ 1 đến 1,2.



Hình 3.17. BER phụ thuộc vào công suất quang đầu vào khi sử dụng mô hình Rapp (chiều dài sợi  $L = 80$  km).

Mức độ hiệu quả của bộ nén giãn đề xuất dựa trên mô hình Rapp được đánh giá thông qua việc khảo sát sự phụ thuộc của hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM vào công suất quang đầu vào. Hình 3.17 biểu diễn đồ thị BER theo công suất quang đầu vào của hệ thống IM-DD O-OFDM trong ba trường hợp là sử dụng bộ nén giãn theo mô hình Rapp với các tham số  $\alpha$  và  $a_{sat}$  khác nhau, sử dụng bộ nén giãn theo luật A tại tham số nén tối ưu  $A = 2$  và không sử dụng bộ nén giãn. Đối với bộ nén dựa trên mô hình Rapp, ứng với mỗi cặp giá trị  $\alpha$ ,  $a_{sat}$  khác nhau sẽ tồn tại một dải giá trị công suất đầu vào cho BER tốt nhất, cụ thể, với  $\alpha = 1$  và  $a_{sat} = 1$  thì BER tốt nhất khi công suất quang đầu vào từ 14÷16 dBm, với  $\alpha = 1$  và  $a_{sat} = 1,4$  thì dải công suất quang đầu vào tương ứng là 6÷11 dBm. Tương tự, BER tốt nhất sẽ

đạt được trong dải công suất  $4 \div 7$  dBm khi hệ thống sử dụng bộ nén theo luật A và tại vùng công suất quanh 2,5 dBm khi hệ thống không sử dụng bộ nén giãn. Như vậy, dải công suất quang đầu vào tối ưu khi hệ thống sử dụng bộ nén giãn theo mô hình Rapp đề xuất cải thiện tới 12 dB so với hệ thống không sử dụng bộ nén và 10 dB so với hệ thống có nén theo luật A. Đây là ưu điểm lớn khi ứng dụng hệ thống IM-DD O-OFDM cho các mạng truy nhập quang thụ động thế hệ mới với khoảng cách truyền dẫn lớn.



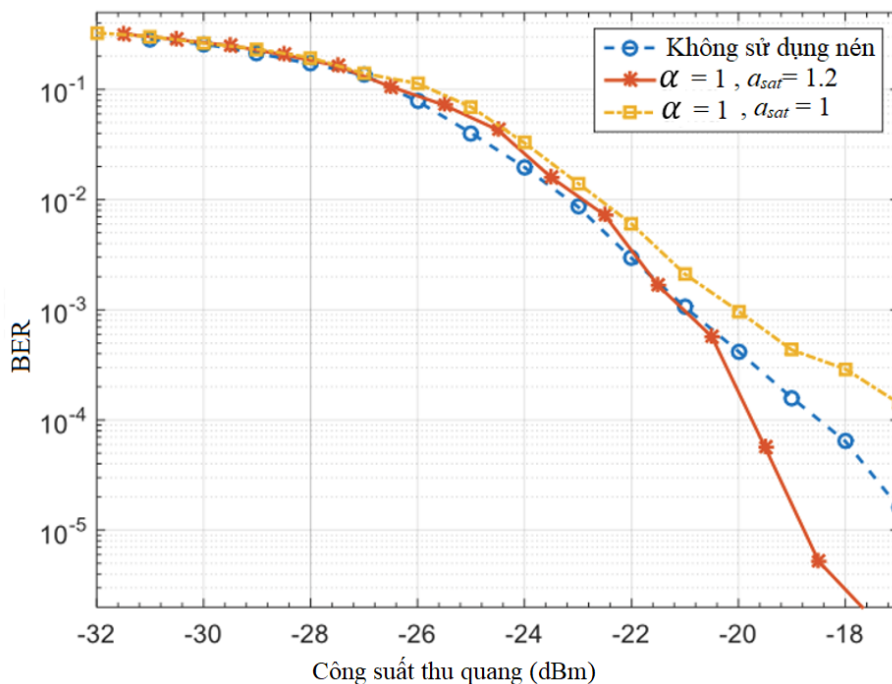
Hình 3.18. BER phụ thuộc vào tham số chi số điều chế khi sử dụng mô hình Rapp (chiều dài sợi  $L = 80$  km và công suất quang đầu vào  $P_0 = 14$  dBm).

Hình 3.18 là kết quả khảo sát sự phụ thuộc của BER vào chỉ số điều chế tại MZM cho hệ thống có nén theo mô hình Rapp, hệ thống có nén theo luật A với  $A = 2$  và hệ thống không nén. Các kết quả mô phỏng cho thấy luôn tồn tại vùng giá trị của chỉ số điều chế để BER của hệ thống nhỏ nhất. Trong khi ở hệ thống không nén và có nén theo luật A, chỉ số điều chế tối ưu để BER của hệ thống nhỏ là xung quanh  $m = 0,3$  thì ở hệ thống có nén theo mô hình Rapp thì  $m = 0,43 \div 0,5$  khi  $\alpha = 1$  và  $a_{sat} = 1,2$  và  $m = 0,5 \div 0,55$  khi  $\alpha = 1$  và  $a_{sat} = 1$ . Các đồ thị cũng chỉ ra rằng bằng cách lựa chọn bộ tham số  $\alpha$  và  $a_{sat}$  phù hợp thì giải pháp nén đề xuất theo mô hình Rapp cho phép cải thiện BER của hệ thống IM-DD O-OFDM cỡ một



bậc về mặt biên độ so với hệ thống không nén hoặc sử dụng bộ nén theo luật A. Giá trị  $m$  tăng lên là một ưu điểm của hệ thống đề xuất, vì khi  $m$  lớn, công suất tín hiệu OFDM tăng lên đáng kể so với công suất sóng mang quang giúp tăng khả năng chống nhiễu của hệ thống, vì thế, tốt hơn.

Tuy nhiên, lượng nhiễu phát sinh sau nén có thể gây ra thiệt thòi độ nhạy thu của hệ thống tách sóng trực tiếp. Hình 3.19 biểu diễn BER của hệ thống nối trực tiếp như là một hàm của công suất thu quang trong hai trường hợp, có sử dụng bộ nén giãn dựa trên mô hình Rapp đề xuất và không sử dụng bộ nén giãn. Khi các tham số  $\alpha = 1$  và  $a_{sat} = 1$ , giải pháp đề xuất đạt được BER nhỏ nhất nhưng lại gây ra mức độ thiệt thòi công suất thu quang cỡ 1,5 dB tại giá trị BER =  $10^{-4}$ . Tuy nhiên, khi các tham số  $\alpha = 1$  và  $a_{sat} = 1.2$  thì hệ thống có nén cho phép cải thiện công suất thu quang cỡ 1,5 dB tại giá trị BER =  $10^{-4}$ . Nguyên nhân là do tại chỉ số điều chế cao hơn, lượng nhiễu phi tuyến giảm, nhờ giảm PAPR, bù trừ được lượng nhiễu phát sinh sau nén.



Hình 3.19. BER phụ thuộc vào công suất thu quang trong trường hợp nối trực tiếp



### 3.5 KẾT LUẬN CHƯƠNG 3

Giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong miền số cho hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ nén giãn dựa trên luật A và mô hình Rapp được đề xuất trong chương này. Dựa trên nghiên cứu lý thuyết và kiểm chứng bằng mô phỏng, hiệu quả cải thiện hiệu năng của mỗi luật nén được định lượng một cách cụ thể thông qua đánh giá sự phụ thuộc của tham số hiệu năng BER vào các tham số hệ thống như tham số bộ nén, công suất phát quang, chỉ số điều chế và công suất quang thu, do đó cung cấp thông tin hữu ích cho việc thiết kế hệ thống. Một số nghiên cứu [49, 136] đã đề xuất sử dụng giải pháp nén giãn dựa trên luật A ứng dụng cho các hệ thống OFDM quang không dây, tuy nhiên chưa có đề xuất ứng dụng giải pháp này cho hệ thống truyền dẫn qua sợi. Nghiên cứu [43] đề xuất sử dụng giải pháp nén giãn dựa trên luật  $\mu$  với hệ số nén  $\mu = 2$  để cải thiện hiệu năng cho hệ thống IM-DD O-OFDM với khoảng cách truyền dẫn 100 km. So sánh các kết quả nghiên cứu được đưa ra trong bảng 3.2 chỉ ra rằng hiệu quả cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng giải pháp đề xuất trong luận án cao hơn hẳn so với giải pháp đưa ra trong [43].

Bảng 3.2. So sánh kết quả nghiên cứu.

Tham số	Tốc độ	Định dạng điều chế	Mức độ cải thiện BER	Mức công suất phát tại BER nhỏ nhất
Ref [43]	3 Gbit/s và 5 Gbit/s	QPSK	1 bậc độ lớn	10 dBm tại BER $\sim 3 \cdot 10^{-5}$
Phương pháp đề xuất theo luật A	1 Gbit/s và 10 Gbit/s	64-QAM	1 bậc độ lớn	<b>12 dBm tại BER <math>\sim 2 \cdot 10^{-5}</math></b>
Phương pháp đề xuất dựa trên mô hình Rapp	40 Gbit/s	64-QAM	$\sim 2$ bậc độ lớn	<b>15 dBm tại BER <math>\sim 2 \cdot 10^{-6}</math></b>

Bảng 3.2 cho thấy hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến đề xuất trong luận án cho phép hoạt động ở tốc độ lớn

hơn lên tới 10 Gbit/s và 40 Gbit/s, sử dụng điều chế đa mức 64-QAM nhưng vẫn đạt được mức độ cải thiện hiệu năng tương đương, thậm chí lớn hơn 1 bậc so với kết quả nghiên cứu tại [43]. Do ảnh hưởng phi tuyến trên sợi xảy ra mạnh nhất trong vùng chiều dài hiệu dụng nằm ở phía đầu sợi nên giải pháp nén dựa trên luật A và mô hình Rapp cải thiện được mức công suất phát lần lượt là 2 dB và 5 dB so với [43] có ý nghĩa rất quan trọng, cho phép mở rộng quỹ công suất của hệ thống.

Với giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống trong miền số, cần có thêm mạch xử lý số để thực hiện nén và giãn tín hiệu, vì thế sẽ làm tăng tải xử lý cũng như chi phí cho hệ thống. Tuy nhiên, luật A và mô hình Rapp đã được sử dụng phổ biến trong nhiều hệ thống truyền thông tín hiệu điện trước đây, chín mươi về kỹ thuật mạch điện tử nên dễ dàng cải tiến và tích hợp vào các bộ tạo và tách tín hiệu OFDM trong hệ thống truyền dẫn quang. Vì thế, giải pháp đề xuất có tính khả thi cao và chi phí hợp lý, rất phù hợp khi áp dụng thực tế cho hệ thống IM-DD O-OFDM được ứng dụng cho LR-PON.

## **CHƯƠNG 4: CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG DỰA TRÊN KỸ THUẬT TRUYỀN NGƯỢC TRONG MIỀN QUANG**

*Chương 4 đề xuất giải pháp truyền ngược trong miền quang (OBP - Optical Back Propagation) để cải thiện hiệu năng về mặt tỉ số lỗi bit hệ thống IM-DD O-OFDM. Giải pháp cải thiện hiệu năng trong miền quang phù hợp cho cả hệ thống đơn kênh và hệ thống đa kênh. Giải pháp đề xuất đơn giản, chi phí hiệu quả do chỉ sử dụng các phần tử quang có sẵn trong thực tế như sợi quang phi tuyến cao (HNLF - High Nonlinear Fiber), cách tử Bragg sợi (FBG - Fiber Bragg Gratings) và ống dẫn sóng phi tuyến lần lượt đóng vai trò như phần tử phi tuyến, phần tử tán sắc và môi trường liên hợp pha. Thêm vào đó, bộ OBP đề xuất được đặt tại phía phát thay vì tại phía thu, rất phù hợp khi ứng dụng trong các mạng quang thụ động thế hệ mới. Mô hình giải tích đánh giá hiệu năng hệ thống sử dụng giải pháp cải thiện hiệu năng đề xuất dưới ảnh hưởng của các tham số vật lý của hệ thống được thực hiện và sau đó, được kiểm chứng dựa trên Mô phỏng Monte-Carlo. Kết quả nghiên cứu của chương này đã được công bố tại hội nghị khoa học về Thông tin và Khoa học máy tính lần thứ tư (NICS 2017) [C2], tạp chí Khoa học Đại học Quốc gia Hà Nội: Toán - Lý [J2] và tạp chí Khoa học Công nghệ thông tin và Truyền thông [J4].*

### **4.1 ĐẶT VẤN ĐỀ**

Hiệu ứng phi tuyến là yếu tố ảnh hưởng nghiêm trọng nhất đến hiệu năng của các hệ thống OFDM quang. Đã có rất nhiều các giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến trong miền số được đề xuất để giải quyết vấn đề này như trình bày trong tiểu mục 1.4.2.2 và trong chương 3 của Luận án này. Hầu hết các kỹ thuật này đều cho phép cải thiện hiệu năng hệ thống nhờ việc giảm PAPR giúp hạn chế được ảnh hưởng phi tuyến tại tất cả các phần của hệ thống như bộ phát, kênh truyền và bộ thu. Tuy vậy, chúng luôn phải cân bằng giữa độ phức tạp và hiệu năng hệ thống. Mỗi bộ bù phi tuyến trong miền số chỉ có thể áp dụng cho từng kênh quang

sẽ khiến cho chi phí và độ phức tạp của hệ thống O-OFDM WDM khi áp dụng giải pháp này tăng theo hàm mũ.

Nhiều giải pháp giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến trong miền quang đã được đề xuất và nghiên cứu, tập trung vào hai hướng chính, đó là phương pháp đảo phổ giữa tuyến (MSSI) [19, 46, 78] và phương pháp truyền ngược (OBP) [3, 106, 131]. Các giải pháp này cho phép giảm thiểu ảnh hưởng của cả hiệu ứng phi tuyến Kerr và tán sắc vận tốc nhóm trên sợi. Tuy nhiên, nhược điểm lớn của giải pháp MSSI là đòi hỏi mô đun OPC phải được đặt chính giữa của tuyến truyền dẫn để luôn duy trì được sự đối xứng về mặt công suất, nên không phù hợp cho đa dạng mạng quang [1, 19, 126, 132]. Kumar và các cộng sự [72, 106] đã đề xuất giải pháp bù phi tuyến dựa trên kỹ thuật truyền ngược trong miền quang (OBP) sử dụng sợi quang bù tán sắc (DCF - Dispersion Compensating Fiber) hoặc sợi quang biến đổi tán sắc (DVF - Dispersion Varied Fiber) đóng vai trò phần tử bù tán sắc và sợi quang phi tuyến cao (HNLF) đóng vai trò phần tử bù phi tuyến. Sợi quang DCF có hệ số phi tuyến cao làm phát sinh hiệu ứng phi tuyến không mong muốn tại OBP, dẫn đến giảm hiệu quả của giải pháp [129]. Sợi quang DVF yêu cầu hệ số tán sắc thay đổi theo chiều dài sợi, rất khó thực hiện trong thực tế. Hơn nữa, bộ OBP được đặt tại phía thu của hệ thống khiến cho các bộ thu trở nên phức tạp, đắt đỏ, không phù hợp khi ứng dụng cho các mạng truy nhập quang.

Sau đây, giải pháp giảm ảnh hưởng phi tuyến dựa trên kỹ thuật truyền ngược trong miền quang sử dụng các phần tử quang sẵn có, chi phí thấp và đặt tại phía phát được đề xuất trong chương này. Tín hiệu quang lan truyền trong OBP, sau đó được liên hợp pha trước khi đưa đến sợi quang truyền dẫn để tới phía thu. Như vậy, bộ OBP đề xuất đóng vai trò như một bộ bù trước trong miền quang, nhờ đó, tăng cường sự linh hoạt khi ứng dụng giải pháp cải thiện hiệu năng trong miền quang trong nhiều kiểu mạng quang khác nhau. Mức độ cải thiện hiệu năng của hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng giải pháp đề xuất được đánh giá thông qua các tính toán lý thuyết và kiểm chứng nhờ mô phỏng Monte-Carlo được thực hiện dưới đây.

## 4.2 ĐỀ XUẤT GIẢI PHÁP GIẢM THIỂU ẢNH HƯỞNG PHI TUYẾN DỰA TRÊN KỸ THUẬT TRUYỀN NGƯỢC TRONG MIỀN QUANG

### 4.2.1 Bộ OBP đề xuất

Cấu tạo của bộ OBP đề xuất gồm nhiều đoạn nhỏ, mỗi đoạn gồm một phần tử HNLF và một phần tử FBG, phía cuối có thêm mô đun liên hợp pha quang (OPC) để tạo tín hiệu liên hợp và bộ khuếch đại EDFA để điều khiển công suất quang phát vào sợi truyền dẫn. Ý tưởng cấu tạo bộ OBP dựa trên nguyên lý của phương pháp Fourier tách bước trong miền quang [118]. Phần tử HNLF đóng vai trò toán tử phi tuyến để bù lại ảnh hưởng phi tuyến trên sợi truyền dẫn. Hệ số tán sắc và hệ số suy hao của HNLF rất nhỏ, có thể bỏ qua, nên không gây ảnh hưởng tán sắc phát sinh lên tín hiệu khi truyền qua OBP. Phần tử FBG đóng vai trò toán tử tuyến tính để bù lại ảnh hưởng tán sắc trên sợi truyền dẫn. FBG có kích thước rất nhỏ gọn và khả năng điều chỉnh tán sắc, đồng thời có hệ số phi tuyến và hệ số suy hao nhỏ nên không gây ảnh hưởng phi tuyến phát sinh lên tín hiệu khi truyền qua OBP. Mô đun OPC là một ống dẫn sóng phi tuyến cho phép tạo tín hiệu liên hợp pha chủ yếu nhờ quá trình trộn bốn sóng. Như vậy, chính các ảnh hưởng của tán sắc và hiệu ứng phi tuyến lên tín hiệu trong đoạn OBP sẽ được sử dụng để bù lại các ảnh hưởng của tán sắc và hiệu ứng phi tuyến trong đoạn sợi truyền dẫn SMF (Single Mode Fiber). HNLF, FBG và ống dẫn sóng phi tuyến đều là các phần tử quang thụ động đơn giản, nhỏ gọn, giá thành thấp và có sẵn. Vì thế, giải pháp cải thiện hiệu năng dựa trên kỹ thuật truyền ngược trong miền quang đề xuất, cho phép bù cả hai ảnh hưởng tán sắc và phi tuyến trên sợi, có tính khả thi cao. Hình 4.1 biểu diễn sơ đồ chi tiết bộ OBP đề xuất.

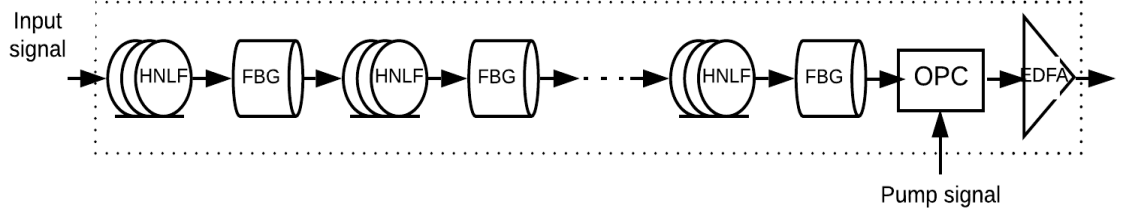
Tín hiệu lan truyền trên sợi quang có thể được mô tả bởi phương trình Schrodinger phi tuyến, được biểu diễn như sau [40]

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -\frac{\alpha_f}{2}U - i\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + i\gamma|U|^2U \quad (4.1)$$

với  $U(t, z)$  là đường bao phức của trường quang,  $\alpha_f$ ,  $\beta_2$  và  $\gamma$  lần lượt là hệ số suy hao, tán sắc và phi tuyến của môi trường truyền dẫn. Phương trình trên có thể viết lại ở dạng rút gọn sau

$$\frac{\partial U}{\partial z} = (\widehat{D} + \widehat{N})U \quad (4.2)$$

với  $\widehat{D}$  là toán tử tuyến tính và  $\widehat{N}$  là toán tử phi tuyến.



Hình 4.1. Sơ đồ bộ OBP đề xuất.

Trong hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng bộ OBP đề xuất, ban đầu, tín hiệu quang ban đầu sẽ được truyền qua đoạn OBP, tại đây tín hiệu sẽ chịu ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến và tán sắc bởi các phần tử HNLF và FBG của OBP, sau đó được liên hợp pha tại OPC, cuối cùng, tín hiệu liên hợp pha được truyền qua sợi quang đơn mode tiêu chuẩn tới phía thu. Với đoạn OBP có chiều dài truyền dẫn  $L_{OBP}$ , tín hiệu đầu ra thu được từ phương trình (4.2) sẽ là [77]

$$U(t, L_{OBP}) = M \times U(t, 0) \quad (4.3)$$

với  $M$  là toán tử lan truyền và được biểu diễn như sau

$$M = \exp \left\{ i \int_0^{L_{OBP}} [\widehat{D} + \widehat{N}] dz \right\} \quad (4.4)$$

Bỏ qua ảnh hưởng suy hao, các toán tử tuyến tính và phi tuyến của OBP sẽ có dạng

$$\widehat{D} = \frac{\beta_2^{OBP}}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}, \widehat{N} = \gamma^{OBP} |U(t, z)|^2 \quad (4.5)$$

Tiếp đó, tín hiệu được đưa đến OPC, sau quá trình liên hợp pha, tín hiệu trở thành

$$U_{OPC}(t) = U^*(t, L_{OBP}) = M^* \times U^*(t, 0) \quad (4.6)$$

với

$$M^* = \exp \left\{ -i \int_0^{L_{OBP}} [\widehat{D} + \widehat{N}] dz \right\} \quad (4.7)$$

Tín hiệu tại đầu ra của OPC được truyền qua sợi quang đơn mode tiêu chuẩn, SMF, có chiều dài  $L$  và các tham số suy hao, tán sắc và phi tuyến của sợi lần lượt là  $\alpha_f$ ,  $\beta_2$  và  $\gamma$ . Khi đó, tín hiệu tại đầu ra của sợi SMF có dạng sau

$$U_{out}(t) = M' \times U^*(t, L_{OBP}) \quad (4.8)$$

với

$$M' = \exp \left\{ i \int_0^L [\widehat{D}' + \widehat{N}'] dz \right\} \quad (4.9)$$

và 
$$\widehat{D}' = -\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}, \widehat{N}' = \gamma|U|^2 + i\frac{\alpha_f}{2} \quad (4.10)$$

Thay các phương trình (4.6), (4.7), (4.9) vào phương trình (4.8), thu được

$$U_{out}(t) = \exp\left\{i\left[\int_0^L \widehat{D}' dz - \int_0^{L_{OBP}} \widehat{D} dz\right]\right\} \exp\left\{i\left[\int_0^L \widehat{N}' dz - \int_0^{L_{OBP}} \widehat{N} dz\right]\right\} U^*(t, 0) \quad (4.11)$$

Phương trình (4.11) cho thấy, tín hiệu hoàn toàn có thể được khôi phục một cách chính xác khi sử dụng bộ OBP đề xuất nếu như các ảnh hưởng gây ra bởi tán sắc và phi tuyến của sợi quang truyền dẫn đúng bằng ảnh hưởng gây ra bởi tán sắc và phi tuyến của bộ OBP. Nói cách khác, các ảnh hưởng tán sắc và phi tuyến của sợi quang lên tín hiệu có thể được loại bỏ nhờ giải pháp truyền ngược đề xuất này.

#### 4.2.2 Phương pháp tách bước trong miền quang

Trong mục này, từng bước bù phi tuyến và tán sắc của bộ OBP đề xuất sẽ được phân tích. Ở bước bù phi tuyến, các tham số của sợi HNLF được sử dụng để tính toán cho toán tử phi tuyến của OBP. So sánh  $\widehat{N}$  và  $\widehat{N}'$  trong trường hợp bỏ qua suy hao sợi quang cho thấy méo phi tuyến sẽ được bù hoàn toàn nếu như dịch pha gây ra bởi các hiệu ứng phi tuyến, còn được gọi là dịch pha phi tuyến, tại OBP và tuyến truyền dẫn là hoàn toàn bằng nhau. Dịch pha phi tuyến của OBP gây ra chủ yếu bởi các đoạn HNLF và OPC, có thể được viết như sau

$$\varphi_{OBP} = \sum_{j=1}^H \varphi_{HNLF,j} + \varphi_{OPC} \quad (4.12)$$

với dịch pha phi tuyến của đoạn sợi HNLF thứ  $j$ ,  $\varphi_{HNLF,j}$ , là

$$\varphi_{HNLF,j} = \gamma_{HNLF} P_j L_{HNLF,eff,j} \quad (4.13)$$

và 
$$P_j = P_{j-1} e^{-\alpha_{HNLF} L_{HNLF,j-1}} \text{ với } j \geq 2 \quad (4.14)$$

với  $P_j$  là công suất đầu vào,  $\alpha_{HNLF}$  và  $\gamma_{HNLF}$  lần lượt là hệ số suy hao và hệ số phi tuyến,  $L_{HNLF,j}$  và  $L_{HNLF,eff,j}$  là chiều dài và chiều dài hiệu dụng của đoạn HNLF thứ  $j$  và  $H$  là số lượng đoạn của bộ OBP. Tại OPC, ống dẫn sóng phi tuyến với chiều dài  $L_{NW}$  cũng gây ra dịch pha phi tuyến không mong muốn

$$\varphi_{OPC} = \gamma_{NW} P_{OPC} L_{NW,eff} \quad (4.15)$$

với 
$$P_{OPC} = P_1 e^{\alpha_{HNLF} \sum_{j=1}^H L_{HNLF,j}} \quad (4.16)$$

trong đó  $\gamma_{NW}$  là hệ số phi tuyến và  $L_{NW,eff}$  là chiều dài hiệu dụng của ống dẫn sóng phi tuyến. Các hiệu ứng phi tuyến xảy ra chủ yếu trong vùng chiều dài hiệu dụng do tại đó cường độ trường quang lớn. Do độ dài các đoạn HNLF và ống dẫn sóng phi tuyến ngắn, ảnh hưởng suy hao nhỏ đến mức có thể bỏ qua. Trong khi đó, tại đoạn SMF, công suất quang giảm dần dọc theo chiều dài sợi truyền dẫn nên sẽ tạo ra đặc tuyến công suất khác nhau giữa đoạn OBP và đoạn SMF. Chính sự không đối xứng về đặc tuyến công suất quang giữa đoạn OBP và đoạn SMF này làm suy giảm hiệu năng bù phi tuyến của bộ OBP.

Ở bước bù tán sắc, ảnh hưởng tán sắc gây ra bởi OBP phải bằng ảnh hưởng tán sắc gây ra bởi đoạn SMF. Do tán sắc gây ra bởi HNLF và ống dẫn sóng phi tuyến rất nhỏ, được bỏ qua nên FBG chịu trách nhiệm chính về ảnh hưởng tán sắc trong OBP. Vì vậy, hàm truyền đạt của FBG, cho phép bù ảnh hưởng tán sắc của sợi quang truyền dẫn có chiều dài  $L$  và hệ số tán sắc  $\beta_2$ , được định nghĩa là [39]

$$H_{FBG}(f) = \begin{cases} 2\pi^2 \left(\frac{\beta_2 L}{N}\right) f^2 & \text{với } |f| \leq B/2 \\ \pi^2 \left(\frac{\beta_2 L}{N}\right) f^2 & \text{với } |f| > B/2 \end{cases} \quad (4.17)$$

trong đó  $B$  là băng thông của FBG. Tại mỗi đoạn của OBP, tín hiệu tại đầu ra của HNLF được đưa tới đầu vào của FBG. Áp dụng các phương trình (4.2), (4.3) và (4.5) cho đoạn HNLF thứ  $j$ , tín hiệu đầu ra của đoạn HNLF thứ  $j$  là  $U(t, L_{HNLF,j})$ . Khi đó, tín hiệu đầu ra của đoạn FBG thứ  $j$  sẽ có dạng [39]

$$U_{FBG,j}^{\%}(f) = U^{\%}(f, L_{HNLF,j}) e^{jH_{FBG}(f)} \quad (4.18)$$

với  $U^{\%}(f)$ , biểu diễn của tín hiệu trong miền tần số, là biến đổi Fourier của  $U(t)$ .

Tín hiệu OFDM sau khi đi qua các đoạn HNLF và FBG sẽ được liên hợp pha tại OPC nhờ quá trình trộn bốn sóng. Tín hiệu liên hợp pha sẽ được truyền qua sợi quang truyền dẫn tới phía thu. Hiệu quả chuyển đổi liên hợp pha tại OPC là một tham số quan trọng ảnh hưởng đến hiệu quả cải thiện hiệu năng của kỹ thuật truyền ngược. Công suất tín hiệu OFDM liên hợp sau OPC được đưa ra như sau

$$P_{conj} = \rho \left(\frac{D}{3} \gamma_{NW} L_{NW}\right)^2 P_p^2 P_{OPC} \quad (4.19)$$

trong đó  $D$  là hệ số suy biến của FWM,  $P_p$  là công suất nguồn bơm của OPC. Hệ



số  $\rho$  đặc trưng cho phân công suất sóng FWM trùng với tần số liên hợp, và  $0 < \rho < 1$ . Công suất tín hiệu OFDM liên hợp phụ thuộc vào công suất bơm, công suất tín hiệu OFDM tại đầu vào OPC và hệ số phi tuyến của ống dẫn sóng phi tuyến. Công suất bơm phải đủ lớn để tạo ra môi trường phi tuyến mạnh tại ống dẫn sóng phi tuyến, nhờ đó quá trình liên hợp pha được thực hiện. Do hệ số phi tuyến của ống dẫn sóng phi tuyến rất lớn nên cần thiết phải hiệu chỉnh cẩn thận công suất nguồn bơm và công suất tín hiệu đầu vào OPC để tránh được các hiệu ứng phi tuyến không mong muốn khác, làm suy giảm chất lượng tín hiệu liên hợp.

### 4.2.3 Tính toán lý thuyết

Phần này chứng minh hiệu quả cải thiện hiệu năng của giải pháp truyền ngược đề xuất bằng các tính toán lý thuyết. Để đơn giản trong tính toán, tất cả các hiệu ứng phi tuyến như tự điều chế pha và điều chế pha chéo được xem là hiệu ứng FWM suy biến. Do đó, trường quang phát sinh bởi các hiệu ứng phi tuyến trên sợi được xem là các sóng FWM, còn được gọi là sóng phi tuyến hay trường quang phi tuyến. Khi đó, đường bao phức của trường quang FWM tại tần số  $\omega_F$  được tạo ra bởi quá trình trộn sóng phi tuyến giữa ba sóng quang ( $k, l, m$  sao cho  $\omega_F = \omega_k + \omega_l - \omega_m$ ) được biểu diễn như sau [77]

$$E_F(L) = i \frac{\gamma D}{3} E_k(0) E_l(0) E_m^*(0) e^{i\beta L} \frac{e^{(-\alpha_f + i\Delta\beta)L} - 1}{-\alpha_f + i\Delta\beta} \quad (4.20)$$

với  $E_s(z)$  là trường quang tại tần số  $\omega_s$  và khoảng cách lan truyền  $z$ .  $L$  là chiều dài sợi quang truyền dẫn.  $\gamma$ ,  $\alpha_f$  và  $\beta$  lần lượt là hệ số phi tuyến, suy hao và hằng số lan truyền của sợi.  $D$  là hệ số suy biến của quá trình FWM. SPM được xem như quá trình FWM giữa ba sóng có cùng tần số,  $\omega_k = \omega_l = \omega_m$ , và  $D = 1$ . Trong khi XPM là trường hợp khác của FWM suy biến, tức là có hai trong số ba sóng của quá trình FWM có cùng tần số,  $\omega_k = \omega_l \neq \omega_m$ , và  $D = 3$ . Trong trường hợp còn lại, ba sóng của quá trình trộn sóng có tần số hoàn toàn khác nhau,  $\omega_k \neq \omega_l \neq \omega_m$ , được gọi là FWM không suy biến, và  $D = 6$ .  $\Delta\beta = \beta_k + \beta_l - \beta_m - \beta_F$  là hệ số phối hợp pha, quan hệ với hệ số tán sắc của sợi  $\beta_2$  như sau [40]

$$\Delta\beta = \frac{2\pi\lambda^2}{c}\beta_2\Delta f^2(k-m)(l-m) \quad (4.21)$$

với  $\Delta f$  là khoảng cách kênh. Rõ ràng có thể thấy từ phương trình (4.20) và (4.21) rằng biên độ của trường quang FWM phụ thuộc rất lớn vào khoảng cách kênh. Phương trình (4.20) cũng chính là phương trình mô tả trường quang FWM ở phía cuối sợi truyền dẫn trong trường hợp không sử dụng OBP. Công suất của trường quang FWM  $|E_F(L)|^2$ , còn được gọi là công suất phi tuyến, tại tần số  $\omega_F$  với giả thiết công suất tín hiệu bằng nhau tại tất cả các kênh con được tính như sau [58]

$$P_F^{wo}(L) = |E_F(L)|^2 = \frac{D^2\gamma^2}{9}P^3 \left[ \frac{\alpha_f^2 L_{eff}^2}{\alpha_f^2 + \Delta\beta^2} \right] \left[ 1 + \frac{4e^{-\alpha_f L} \sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - e^{-\alpha_f L})^2} \right] \quad (4.22)$$

với  $P$  là công suất tại từng sóng mang con. Công suất phi tuyến này đóng góp vào công suất nhiễu của hệ thống ảnh hưởng lên tín hiệu OFDM tại phía thu. Công suất phi tuyến lớn, SNR tại phía thu giảm, hiệu năng hệ thống bị suy giảm.

Đối với hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng bộ OBP, tuyến truyền dẫn được chia thành hai đoạn, đoạn OBP và đoạn SMF. Tín hiệu OFDM ban đầu được truyền qua đoạn OBP, thực hiện liên hợp pha tại OPC và sau đó được truyền tới phía thu qua đoạn SMF. Giả thiết rằng, hệ thống có quản lý tán sắc, tức là tán sắc được bù hoàn toàn sau khi truyền qua hai đoạn, thì trường quang FWM tại tần số  $\omega_F$  ở cuối tuyến truyền dẫn trong trường hợp này sẽ là [77]

$$E_F^w(L) = E_F(SMF) + [E_F(OBP)]^* e^{i\beta L} \quad (4.23)$$

Áp dụng công thức (4.20) cho đoạn OBP, trường quang gây ra bởi các hiệu ứng phi tuyến ở đầu ra đoạn OBP có dạng

$$E_F(OBP) = i \frac{\gamma_{OBP} D}{3} E_k(0) E_l(0) E_m^*(0) e^{i\beta_{OBP} L_{OBP}} \frac{e^{(-\alpha_{f,OBP} + i\Delta\beta_{OBP}) L_{OBP}} - 1}{-\alpha_{f,OBP} + i\Delta\beta_{OBP}} \quad (4.24)$$

Trong đoạn OBP, do suy hao của các phần tử HNLF và FBG đều rất nhỏ nên hệ số suy hao của OBP có thể bỏ qua. Để đảm bảo rằng tán sắc phát sinh trong đoạn OBP được bù đầy đủ khi truyền qua đoạn SMF thì hệ số tán sắc và chiều dài của đoạn OBP và đoạn SMF phải có mối quan hệ như sau  $\beta_{OBP} L_{OBP} = \beta L$  hay

$\beta_{FBG}L_{OBP} = \beta L$ . Để thuận tiện cho việc tính toán, định nghĩa tham số  $K = \beta_{FBG}/\beta$ . Do vậy, trường quang phi tuyến của đoạn OBP có thể rút gọn lại thành

$$E_F(OBP) = i \frac{\gamma_{HNLNF} D}{3} E_k(0) E_l(0) E_m^*(0) e^{i\beta L} \frac{e^{i\beta L} - 1}{iK\Delta\beta} \quad (4.25)$$

Khi lan truyền đến cuối đoạn OBP, các trường quang tham gia quá trình trộn phi tuyến và ( $k$ ,  $l$  và  $m$ ) sẽ bị dịch pha một lượng do ảnh hưởng tán sắc dọc theo đoạn OBP, và bằng  $e^{i(\Delta\beta_{OBP} + \beta_{OBP})L_{OBP}} = e^{i(\Delta\beta + \beta)L}$ . Sau đó, chúng được liên hợp và truyền đi trên đoạn SMF, kết quả là chúng sẽ tạo ra trường quang phi tuyến ở cuối đoạn SMF như sau

$$E_F(SMF) = i \frac{\gamma_D}{3} E_k^*(0) E_l^*(0) E_m(0) e^{-i\Delta\beta L} \frac{e^{(-\alpha_f + i\Delta\beta)L} - 1}{-\alpha_f + i\Delta\beta} \quad (4.26)$$

Thay thế phương trình (4.25) và (4.26) vào phương trình (4.23) sẽ thu được trường quang FWM tại phía cuối hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng OBP có dạng

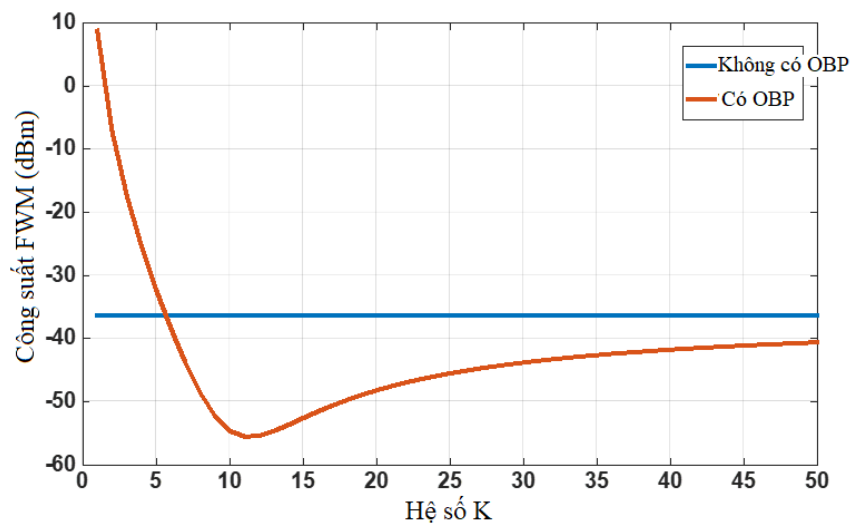
$$E_F^W(L) = i \frac{D}{3} E_k^*(0) E_l^*(0) E_m(0) \left[ \gamma e^{-i\Delta\beta L} \frac{e^{(-\alpha_f + i\Delta\beta)L} - 1}{-\alpha_f + i\Delta\beta} - \gamma_{HNLNF} \frac{e^{-i\beta L} - 1}{-iK\Delta\beta} \right] \quad (4.27)$$

Nếu giả thiết rằng suy hao trên sợi SMF cũng rất nhỏ, có thể bỏ qua ( $\alpha_f = 0$ ), như ở đoạn OBP thì đối xứng công suất sẽ đạt được. Trong trường hợp này, phương trình (4.27) cho thấy ảnh hưởng phi tuyến sẽ được bù hoàn toàn trên hệ thống IM-DD O-OFDM có quản lý tán sắc. Tuy nhiên, trên thực tế, hệ số suy hao của sợi SMF không thể bỏ qua vì thế điều kiện đối xứng công suất của liên kết IM-DD O-OFDM có sử dụng OBP bị phá vỡ. Chính điều này sẽ làm suy giảm hiệu quả bù phi tuyến của OBP. Lúc này, công suất FWM,  $|E_F^W(L)|^2$ , tại tần số  $\omega_F$  ở phía cuối hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng OBP sẽ là

$$P_F^W(L) = \frac{D^2}{9} P^3 \left[ \frac{\gamma^2 \alpha_f^2 L_{eff}^2}{\alpha_f^2 + \Delta\beta^2} \left( 1 + \frac{4e^{-\alpha_f L} \sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - e^{-\alpha_f L})^2} \right) + \frac{\gamma_{HNLNF}^2}{K^2 \Delta\beta^2} 4 \sin^2 \left( \frac{\Delta\beta L}{2} \right) - \frac{4}{K\Delta\beta} \frac{\gamma \gamma_{HNLNF}}{(\alpha_f^2 + \Delta\beta^2)} \sin \left( \frac{\Delta\beta L}{2} \right) \left[ \alpha_f (1 - e^{-\alpha_f L}) \cos \left( \frac{\Delta\beta L}{2} \right) + \Delta\beta (1 + e^{-\alpha_f L}) \sin \left( \frac{\Delta\beta L}{2} \right) \right] \right] \quad (4.28)$$

Số hạng thứ nhất của công thức (4.28) đại diện cho công suất FWM phát sinh trong đoạn SMF, vì thế chỉ phụ thuộc vào các hệ số của sợi SMF. Số hạng thứ hai

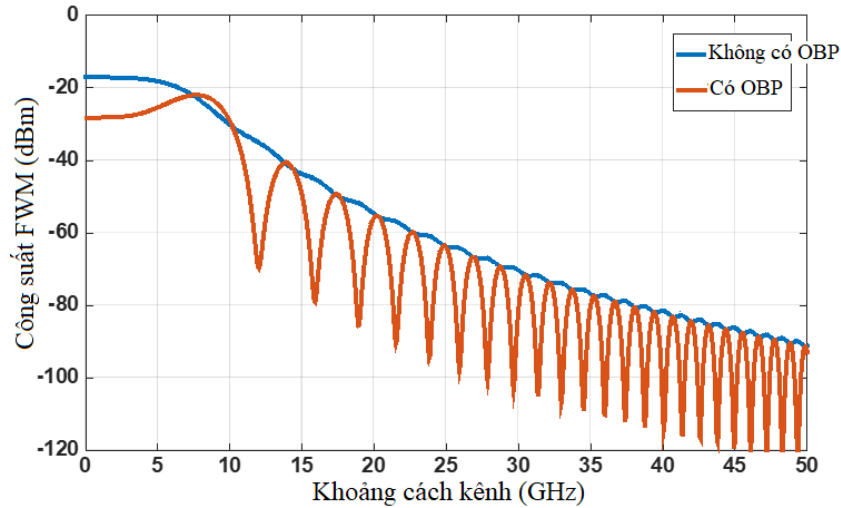
của công thức (4.28) đại diện cho công suất FWM thêm vào do sự có mặt của OBP, vì thế chỉ phụ thuộc vào các tham số của OBP. Số hạng còn lại chính là công suất của trường quang gây ra bởi quá trình trộn phi tuyến, thực hiện nhiệm vụ bù ảnh hưởng phi tuyến cho cả đoạn OBP và SMF. Như vậy, hiệu quả bù phi tuyến của OBP sẽ tăng lên nếu như số hạng thứ ba lớn hơn nhiều số hạng thứ hai. Và điều này phụ thuộc vào hệ số K và các tham số truyền dẫn của cả hai đoạn.



Hình 4.2. Công suất FWM phụ thuộc vào hệ số K ( $\Delta f = 12,5\text{GHz}$  và  $L = 80\text{km}$ ).

Hình 4.2 biểu diễn sự phụ thuộc của công suất FWM của hệ thống IM-DD O-OFDM trong trường hợp có sử dụng OBP vào hệ số K tại khoảng cách kênh 12,5 GHz và chiều dài sợi SMF là 80 km. Có thể thấy, khi K nhỏ, tham số phối hợp pha của OBP nhỏ khiến cho hiệu ứng phi tuyến phát sinh tại OBP trở nên quá lớn. Tại dải giá trị K nhỏ hơn 5, công suất phi tuyến của hệ thống IM-DD O-OFDM trong trường hợp có sử dụng OBP thậm chí vượt quá công suất phi tuyến trong trường hợp không sử dụng OBP. Khi K tăng lên, công suất phi tuyến trong trường hợp sử dụng OBP giảm đi đáng kể. Tuy nhiên, dưới điều kiện không đối xứng về công suất, OBP không thể bù hoàn toàn ảnh hưởng phi tuyến của đoạn SMF. Đó là nguyên nhân dẫn đến lượng công suất FWM trong hệ thống có sử dụng OBP trở nên bão hoà khi K rất lớn, mặc dù nó luôn nhỏ hơn công suất FWM trong trường hợp không sử dụng OBP. Kết quả là, tồn tại giá trị K tối ưu để tại đó công suất phi tuyến FWM

của hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng OBP là nhỏ nhất, tức là hiệu quả cải thiện hiệu năng của OBP là tốt nhất.

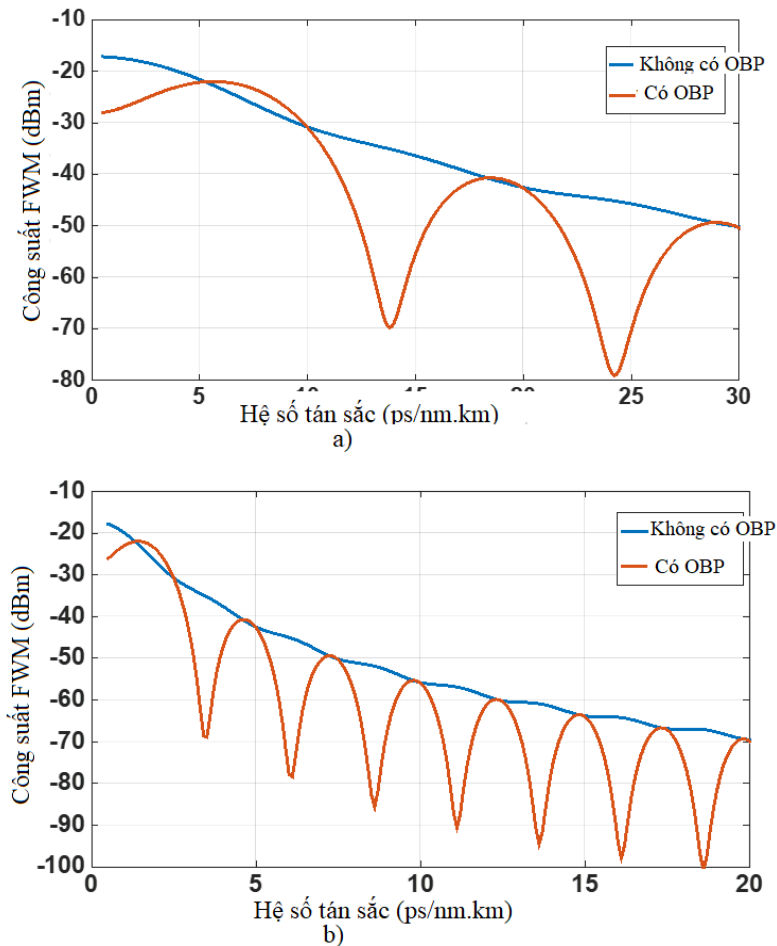


Hình 4.3. Công suất FWM phụ thuộc khoảng cách kênh ( $K = 12$  và  $L = 80km$ ).

Hình 4.3 cho thấy không chỉ công suất FWM của hệ thống IM-DD O-OFDM trong cả hai trường hợp có sử dụng và không sử dụng bộ OBP đều phụ thuộc vào khoảng cách kênh mà hiệu quả bù phi tuyến của OBP cũng phụ thuộc tham số này. Khi khoảng cách kênh tăng lên, tham số phối hợp pha cũng tăng lên, khiến cho công suất FWM trung bình của hệ thống IM-DD O-OFDM trong cả hai trường hợp đều giảm đi. Công suất FWM trong trường hợp hệ thống có sử dụng OBP biến đổi theo tham số khoảng cách kênh dưới dạng hàm dao động với độ lớn giảm dần và luôn nhỏ hơn hoặc bằng công suất FWM trong trường hợp không sử dụng OBP.

Sự phụ thuộc của công suất phi tuyến vào hệ số tán sắc sợi quang tại các khoảng cách kênh  $\Delta f = 12,5 GHz$  và  $\Delta f = 25 GHz$  được biểu diễn trong hình 4.4. Sự phụ thuộc của công suất FWM vào hệ số tán sắc sợi quang của hệ thống IM-DD O-OFDM có sử dụng và không sử dụng bộ OBP có xu hướng tương tự như sự phụ thuộc vào tham số khoảng cách kênh. Trong tất cả các điều kiện về tán sắc và khoảng cách kênh khác nhau, công suất phi tuyến của hệ thống có sử dụng OBP luôn nhỏ hơn hoặc bằng công suất phi tuyến của hệ thống không có OBP. Tuy nhiên, hiệu quả bù phi tuyến của bộ OBP ít nhạy cảm với tán sắc hơn khi khoảng cách

kênh nhỏ hơn, vì thế hiệu quả cải thiện hiệu năng của OBP sẽ tốt hơn ở điều kiện khoảng cách kênh nhỏ.



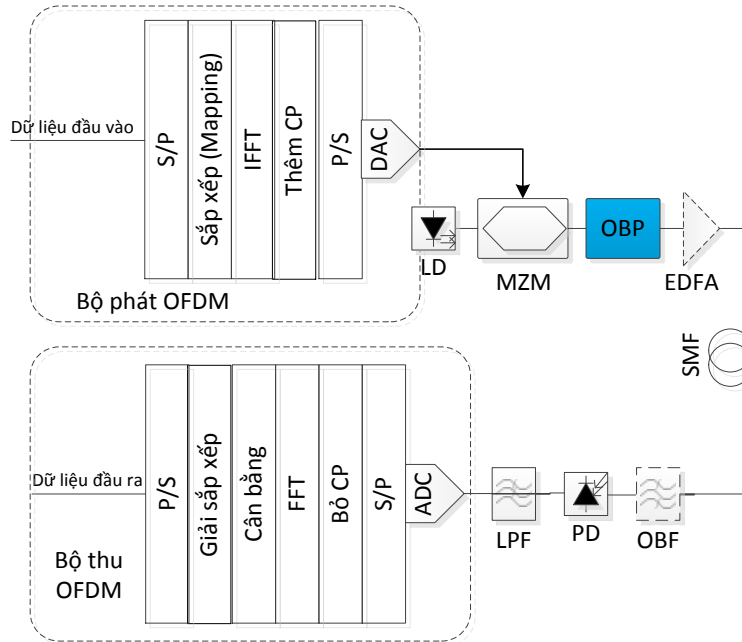
Hình 4.4. Công suất FWM phụ thuộc hệ số tán sắc khi khoảng cách kênh là:

a) 12,5 GHz, b) 25 GHz.

### 4.3 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG ĐƠN KÊNH SỬ DỤNG BỘ OBP ĐỀ XUẤT

Trong phần này, mô phỏng Monte-Carlo được sử dụng để đánh giá hiệu quả cải thiện hiệu năng của giải pháp truyền ngược trong miền quang đề xuất đối với hệ thống IM-DD O-OFDM đơn kênh. Trong hệ thống này, nhiễu phi tuyến Kerr phát sinh chủ yếu do sự tương tác giữa các sóng mang con của tín hiệu OFDM. Do số lượng sóng mang con của tín hiệu OFDM lớn nên công suất tại mỗi sóng mang con

rất nhỏ, đồng thời khoảng cách kênh giữa chúng cũng rất nhỏ. Vì thế, công suất FWM gây ra bởi các sóng mang con của tín hiệu OFDM không thể bỏ qua.



Hình 4.5. Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng OBP.

Hình 4.3 cho thấy khi khoảng cách kênh nhỏ hơn 5 GHz, công suất phi tuyến của hệ thống có sử dụng OBP luôn nhỏ hơn 10 dB so với công suất phi tuyến của hệ thống không sử dụng OBP. Thông thường, khoảng cách kênh của tín hiệu OFDM nhỏ hơn rất nhiều giá trị 5 GHz. Cụ thể, với các tham số của bộ tạo tín hiệu OFDM được sử dụng trong mô phỏng này, đã được trình bày trong mục 3.2.2, nếu hệ thống truyền tin với tốc độ lên tới 100 Gb/s sử dụng 64-QAM thì khoảng cách kênh của tín hiệu OFDM chỉ vào khoảng 0,18 GHz. Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM sử dụng bộ OBP đóng vai trò bộ bù trước được đưa ra trong hình 4.5. Các tham số quan trọng sử dụng trong mô phỏng này được liệt kê ở bảng 4.1.

Bảng 4.1. Tham số hệ thống IM-DD O-OFDM mô phỏng sử dụng bộ OBP đề xuất .

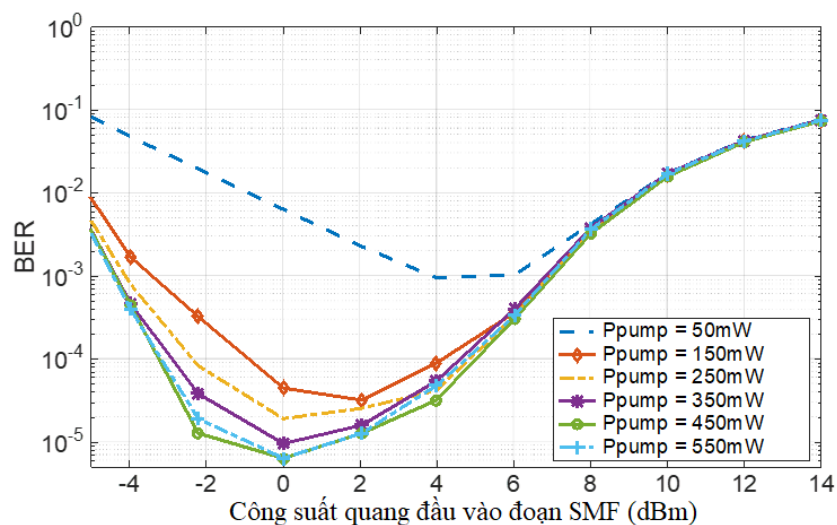
Tên tham số	Ký hiệu	Giá trị
<b>Tham số sợi SMF</b>		
Hệ số suy hao	$\alpha_f$	0,2 dB/km
Hệ số tán sắc sợi	$\beta_2$	17 ps/km.nm

Hệ số phi tuyến	$\gamma$	$1,4 W^{-1} \cdot km^{-1}$
Chiều dài	$L$	80 km
<b>Tham số HNLF</b>		
Hệ số suy hao	$\alpha_{HNLF}$	0,5 dB/km
Hệ số tán sắc sợi	$\beta_{2,HNLF}$	1,7 ps/km.nm
Hệ số phi tuyến	$\gamma_{HNLF}$	$6,9 W^{-1} \cdot km^{-1}$
Chiều dài	$L_{HNLF}$	150 m
<b>Tham số ống dẫn sóng phi tuyến</b>		
Hệ số suy hao	$\alpha_{NW}$	50 dB/km
Hệ số tán sắc sợi	$\beta_{2,NW}$	28 ps/km.nm
Hệ số phi tuyến	$\gamma_{NW}$	$10^4 W^{-1} \cdot km^{-1}$
Chiều dài	$L_{NW}$	7 cm
<b>Tham số hệ thống</b>		
Tần số sóng mang quang	$f_1$	193,1 THz
Hệ số đáp ứng của photodiode	$R$	0,6 A/W
Dòng tối	$I_d$	0,2 nA
Mật độ phổ công suất nhiễu nhiệt	$S_T$	$2 * 10^{-23} A/(Hz)^{1/2}$
M-ary	$M$	64
Tốc độ dữ liệu	$R_b$	100 Gb/s
Tần số sóng bơm	$f_p$	193,3 THz

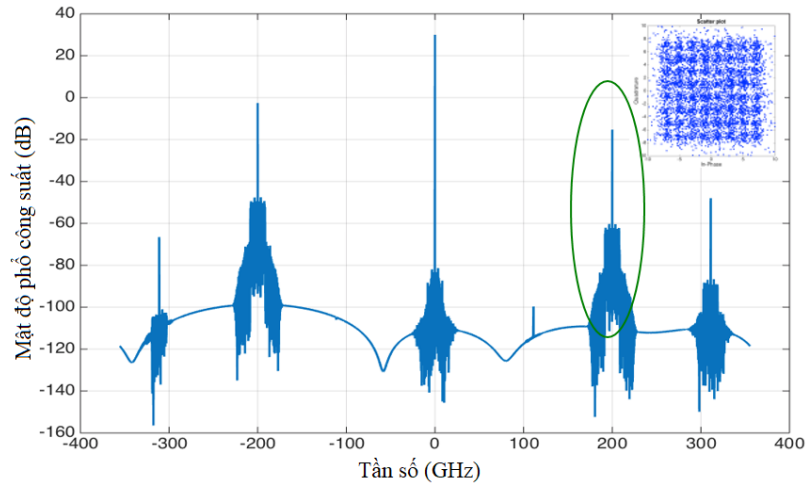
Bộ OPC không chỉ tạo ra tín hiệu liên hợp pha mong muốn mà còn tạo ra các sản phẩm phi tuyến không mong muốn khác. Vì thế, việc tạo ra tín hiệu liên hợp pha mong muốn có công suất đủ lớn, vượt hơn công suất các sản phẩm không mong muốn khác, của OPC đóng vai trò quan trọng trong hiệu quả cải thiện hiệu năng của OBP. Công suất của tín hiệu liên hợp pha thu được tại OPC từ quá trình trộn bốn sóng phụ thuộc vào công suất bơm của OPC, điều này được mô tả bởi phương trình (4.19). Hình 4.6 cho thấy hiệu quả cải thiện hiệu năng của OBP, thông qua giá trị BER, tại các giá trị công suất bơm của OPC khác nhau cho hệ thống IM-DD O-OFDM. Trong kịch bản mô phỏng này, công suất quang tại đầu vào đoạn OBP được



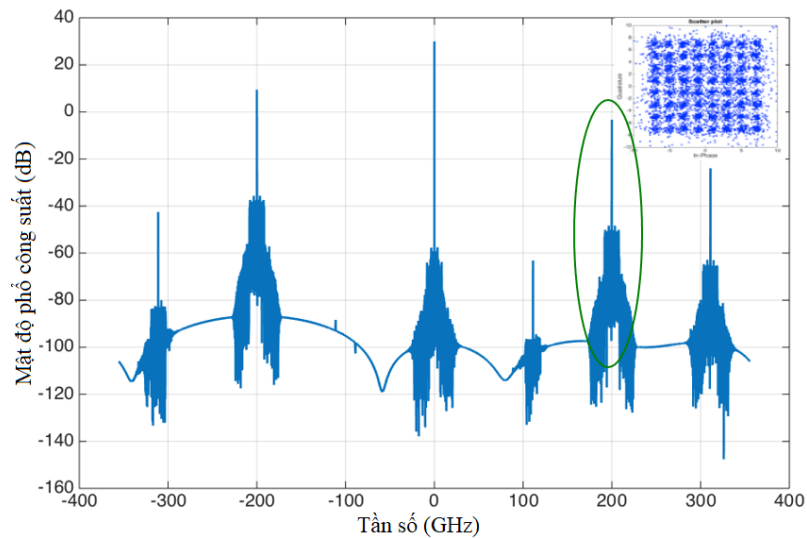
có định để giữ nguyên lệch pha phi tuyến gây ra bởi OBP và công suất tín hiệu đi vào bộ OPC. Khi đó, công suất tín hiệu liên hợp pha hoàn toàn phụ thuộc vào công suất bơm của OPC. Bằng cách hiệu chỉnh hệ số độ lợi của EDFA một cách hợp lý, công suất quang tại đầu vào đoạn SMF luôn được giới hạn trong khoảng từ -6 dBm đến 14 dBm. Do công suất đầu vào OPB không đổi, ảnh hưởng phi tuyến gây lên tín hiệu OFDM khi đi qua bộ OBP là không đổi, vì thế hiệu năng hệ thống chỉ được cải thiện rõ rệt tại một vùng công suất quang đầu vào SMF nhất định, được gọi là vùng công suất quang tối ưu. Kết quả mô phỏng chỉ ra rằng, ứng với mỗi giá trị công suất bơm, mức độ cải thiện hiệu năng của bộ OBP là khác nhau và vùng công suất quang tối ưu có xu hướng hội tụ về một dải giá trị. Tại các giá trị công suất bơm nhỏ, công suất tín hiệu liên hợp pha nhỏ so với công suất nhiễu ASE gây ra bởi EDFA vì thế BER của hệ thống lớn. Khi tăng công suất bơm, công suất tín hiệu liên hợp phức tăng, chỉ cần độ khuếch đại nhỏ của EDFA để công suất quang đầu vào SMF đạt dải giá trị yêu cầu, nhiễu ASE giảm đi, nhờ vậy BER của hệ thống giảm đi. Tuy nhiên, khi công suất bơm tăng lên quá lớn, tính phi tuyến của OPC tăng lên, nhiễu ứng phi tuyến không mong muốn xảy ra làm cho phổ tín hiệu liên hợp phức bị mở rộng, khiến cho hiệu năng hệ thống bị suy giảm. Hiệu quả cải thiện hiệu năng của bộ OBP đạt tốt nhất tại giá trị công suất bơm 450 mW trong vùng công suất đầu vào từ  $-4 \div 6$  dBm.



Hình 4.6. BER phụ thuộc vào công suất quang đầu vào đoạn SMF tại các giá trị công suất bơm khác nhau.



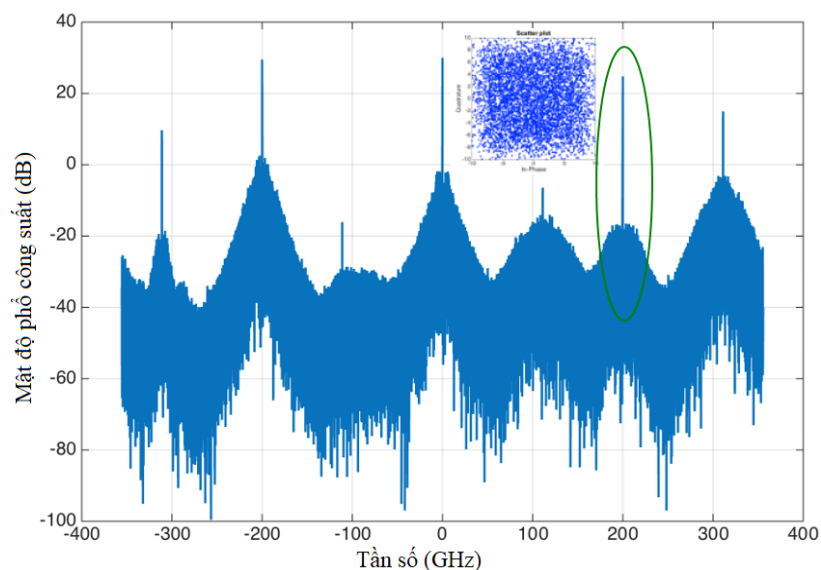
Hình 4.7. a) Phổ tín hiệu liên hợp phức tại đầu ra OPC và giản đồ chòm sao tín hiệu OFDM tại phía thu khi công suất đầu vào OPC là -6 dB



Hình 4.7. b) Phổ tín hiệu liên hợp phức tại đầu ra OPC và giản đồ chòm sao tín hiệu OFDM tại phía thu khi công suất đầu vào OPC là 10 dB

Hình 4.7 biểu diễn phổ tín hiệu liên hợp phức tại đầu ra của OPC ứng với các giá trị công suất đầu vào OBP khác nhau tại công suất bơm 450 mW. Khi công suất bơm không đổi, công suất tín hiệu liên hợp pha phụ thuộc vào công suất tín hiệu đi đến OPC. Khi công suất tín hiệu đi đến OPC nhỏ, hiệu quả chuyển đổi phi tuyến nhỏ, mật độ phổ tín hiệu liên hợp pha hẹp và nhỏ, vì thế nhiễu tuyến tính trên tuyến và ASE chiếm ưu thế, làm giảm chất lượng tín hiệu phía thu, được thể hiện qua giản đồ chòm sao ở hình 4.7 a. Khi công suất tín hiệu đi đến OPC tăng lên, hiệu quả

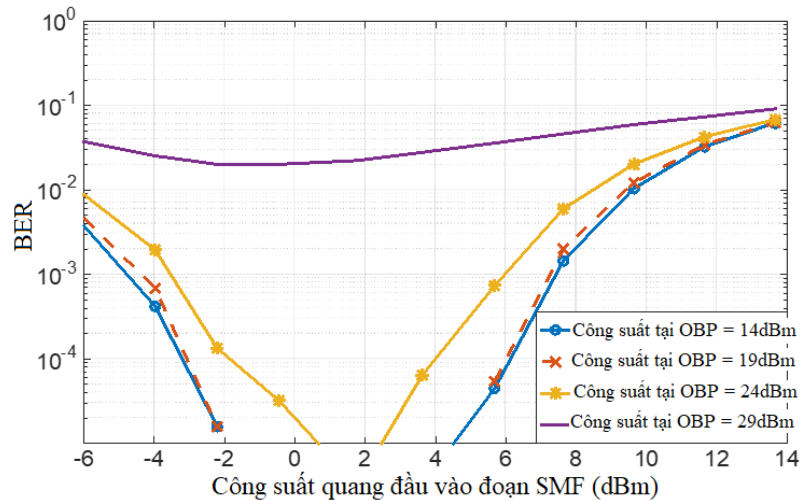
chuyển đổi phi tuyến tăng lên, nhiều thành phần phi tuyến mới được sinh ra, khiến mật độ phổ tín hiệu liên hợp pha mở rộng và tăng lên. Tuy nhiên, mức độ mở rộng độ rộng phổ vẫn trong giới hạn, không gây ra hiện tượng chồng phổ, vì thế SNR tại phía thu tăng lên cho phép cải thiện hiệu năng. Khi công suất tín hiệu đi đến OPC rất lớn, nhiều hiệu ứng phi tuyến xảy ra mạnh tại OPC khiến cho độ rộng phổ của tín hiệu liên hợp pha mở rộng quá mức gây ra hiện tượng chồng phổ. Vì thế, mặc dù công suất tín hiệu liên hợp pha tăng lên rất lớn nhưng tỉ lệ lỗi bit của hệ thống vẫn tăng mạnh, thấy được qua giản đồ chòm sao ở hình 4.7 c.



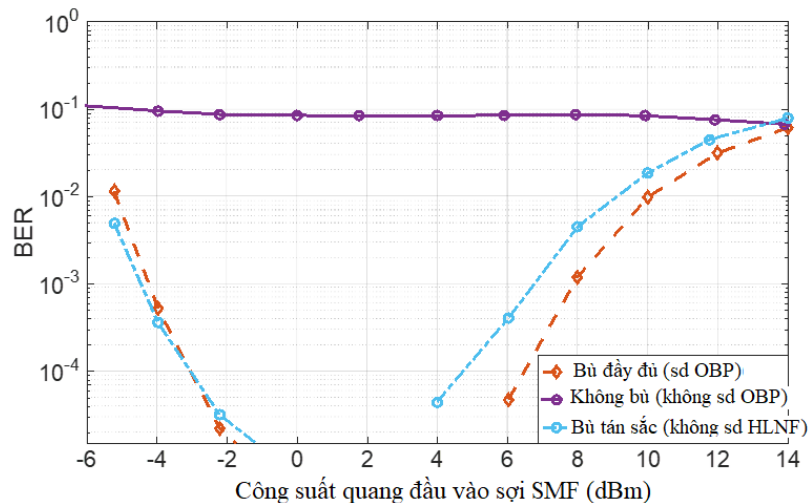
Hình 4.7. c) Phổ tín hiệu liên hợp phức tại đầu ra OPC và giản đồ chòm sao tín hiệu OFDM tại phía thu khi công suất đầu vào OPC là 30 dB

Hình 4.8 khảo sát hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM như là hàm của công suất đầu vào đoạn SMF tại các công suất đầu vào đoạn OBP khác nhau. Với đoạn OBP, mỗi giá trị công suất quang đầu vào xác định sẽ tạo ra một dịch pha phi tuyến xác định. Với mỗi lượng dịch pha phi tuyến tại OBP sẽ bù cho lượng dịch pha phi tuyến tương đương tại đoạn SMF. Vì thế, vùng công suất quang đầu vào đoạn SMF tối ưu mà tại đó hiệu năng hệ thống có sử dụng OBP đạt nhỏ nhất thay đổi theo giá trị công suất quang đầu vào bộ OBP. Khi công suất quang đầu vào đoạn OBP tăng, sự mất đối xứng công suất giữa đoạn OBP và đoạn SMF càng lớn, khiến cho vùng công suất quang tối ưu này bị thu hẹp. Vùng công suất tối ưu nằm trong khoảng

$-2 \div 4,5 \text{ dBm}$  khi công suất đầu vào OBP nhỏ hơn  $19 \text{ dBm}$  sẽ giảm xuống  $0,5 \div 2,5 \text{ dBm}$  khi công suất đầu vào OBP tăng lên  $24 \text{ dBm}$ . Khi công suất đầu vào OBP quá cao, cỡ  $29 \text{ dBm}$ , hiệu ứng phi tuyến tại OPC xảy ra rất lớn, tín hiệu liên hợp pha bị mở rộng phổ quá đến mức gây ra nhiễu chồng phổ khiến cho hiệu năng hệ thống hoàn toàn không được cải thiện.



Hình 4.8. BER phụ thuộc công suất quang đầu vào đoạn SMF ứng với công suất tại OBP khác nhau.



Hình 4.9. BER phụ thuộc công suất quang đầu vào đoạn SMF ở hệ thống không có OBP, chỉ bù tán sắc và có OBP.

Để đánh giá hiệu quả cải thiện hiệu năng của bộ OBP đề xuất, tham số BER của hệ thống IM-DD O-OFDM đơn kênh được khảo sát theo công suất quang đầu vào đoạn SMF trong ba trường hợp, không sử dụng OBP, chỉ bù tán sắc và có sử

dụng OBP như biểu diễn trên hình 4.9. Các đường cong BER cho thấy hiệu năng BER của hệ thống IM-DD O-OFDM đơn kênh được cải thiện rõ rệt khi sử dụng phương pháp truyền ngược đề xuất tại các tham số thiết lập tối ưu. Trong trường hợp không sử dụng OBP, BER của hệ thống khi hoạt động tại tốc độ bit 100 Gb/s, khoảng cách truyền dẫn 80 km là rất lớn, cỡ  $10^{-1}$ , do chịu ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến và tán sắc trên sợi. Đường cong BER vẫn gần như nằm ngang khi công suất quang đầu vào tăng lên. Trong trường hợp hệ thống chỉ bù tán sắc, tức là chỉ sử dụng các phần tử FBG trong OBP, hiệu năng hệ thống được cải thiện đáng kể, BER giảm đi cỡ 4 bậc về mặt độ lớn. Trong trường hợp sử dụng bộ OBP đề xuất, không những hiệu năng hệ thống được cải thiện mà hệ thống còn được lợi về mặt công suất. Đường cong BER của hệ thống sử dụng OBP được mở rộng về phía công suất đầu vào lớn hơn so với trường hợp chỉ bù tán sắc. Cụ thể, công suất đầu vào tăng thêm ít nhất 2 dB mà vẫn đảm bảo tỉ số lỗi hệ thống ở mức nhỏ hơn  $10^{-4}$ . Các kết quả này cho thấy vai trò của HNLF trong hiệu quả bù phi tuyến của OBP.

#### 4.4 HIỆU NĂNG HỆ THỐNG OFDM QUANG ĐA KÊNH SỬ DỤNG BỘ OBP ĐỀ XUẤT

Trong hệ thống IM-DD O-OFDM WDM, ảnh hưởng phi tuyến rơi trên một sóng mang con của tín hiệu OFDM là kết quả từ hai nguồn nhiễu chính sau:

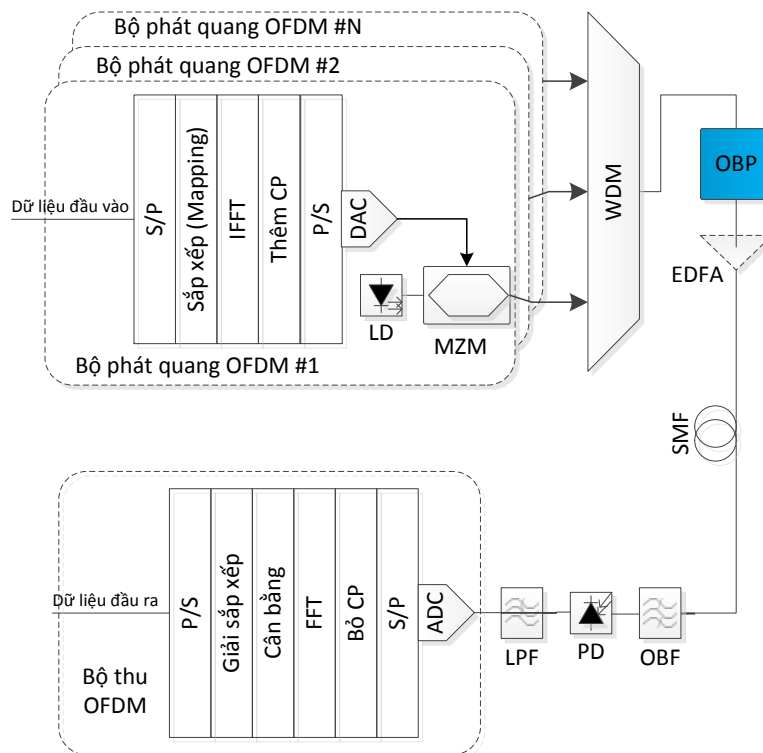
- i) Hiệu ứng FWM phát sinh do sự tương tác giữa các sóng mang con của tín hiệu OFDM. Công suất phi tuyến gây ra bởi các sóng mang con của tín hiệu OFDM trong trường hợp có hoặc không sử dụng OBP,  $P_F^{OFDM}(L)$ , có thể rút ra từ các phương trình (4.22) và (4.28) tương ứng, trong đó P là công suất của mỗi sóng mang con và tham số  $\Delta\beta$  phụ thuộc vào khoảng cách kênh giữa các sóng mang con OFDM
- ii) Hiệu ứng FWM phát sinh do sự tương tác giữa các kênh quang của hệ thống WDM. Công suất phi tuyến gây ra bởi các kênh quang của hệ thống WDM trong điều kiện có hoặc không sử dụng OBP,  $P_F^{WDM}(L)$ , cũng được rút ra từ các phương trình (4.22) và (4.28) như trên, nhưng

trong trường hợp này,  $P$  là công suất của mỗi kênh bước sóng và tham số  $\Delta\beta$  phụ thuộc vào khoảng cách kênh của hệ thống WDM.

Vì thế, công suất phi tuyến tổng trên mỗi sóng mang con của tín hiệu OFDM trong trường hợp có hoặc không sử dụng OBP sẽ thu được như sau:

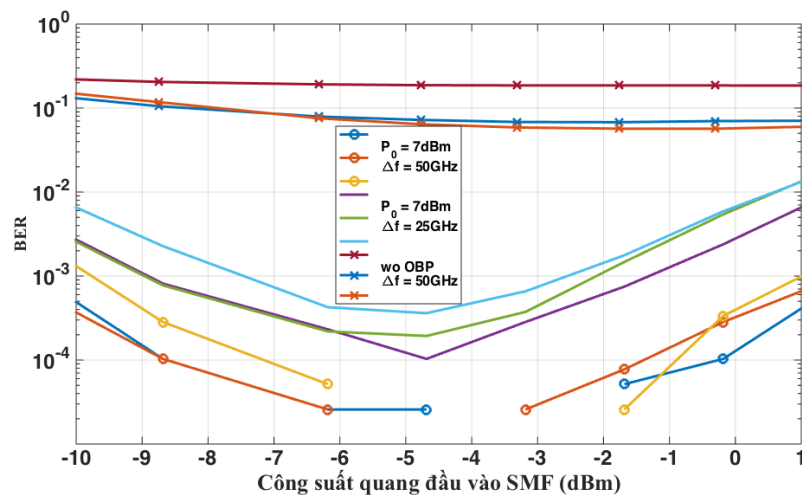
$$P_F^{total}(L) = P_F^{WDM}(L) + P_F^{OFDM}(L) \quad (4.29)$$

Như vậy, hiệu ứng phi tuyến ảnh hưởng lên tín hiệu OFDM của hệ thống IM-DD O-OFDM đa kênh lớn hơn nhiều so với hệ thống đơn kênh. Để kiểm chứng hiệu quả cải thiện hiệu năng của giải pháp truyền ngược đề xuất cho hệ thống IM-DD O-OFDM WDM, mô phỏng Monte-Carlo được sử dụng để đánh giá hiệu năng hệ thống về mặt tỉ số lỗi trong các trường hợp có hoặc không sử dụng bộ OBP. Mô hình hệ thống sử dụng trong mô phỏng được đưa ra ở hình 4.10, tương tự như mô hình hệ thống đơn kênh, ngoại trừ ở phía phát có thêm bộ ghép kênh WDM và ở phía thu sử dụng bộ lọc để tách kênh theo bước sóng. Mô phỏng được thực hiện với số kênh quang  $W = 3$ . Các tham số mô phỏng cũng được giữ nguyên như trong hệ thống đơn kênh và được liệt kê trong bảng 4.1.



Hình 4.10. Sơ đồ khối hệ thống IM-DD O-OFDM WDM có sử dụng OBP.

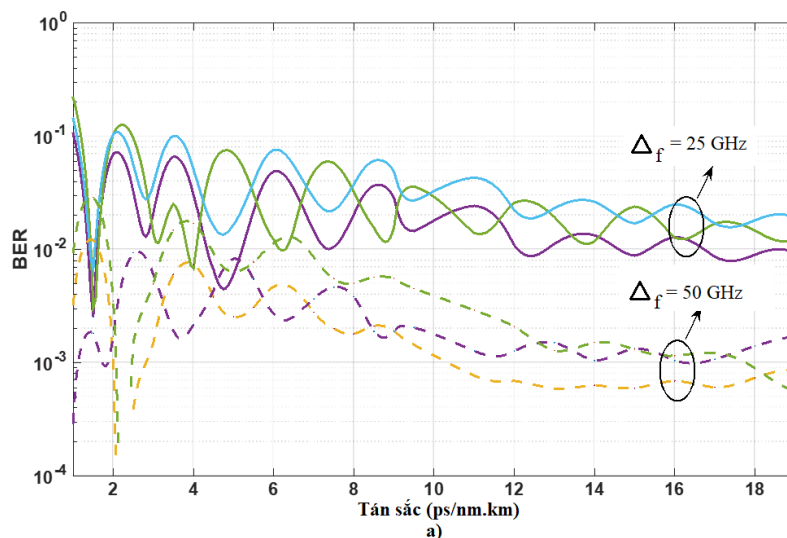
Trong hệ thống IM-DD O-OFDM WDM có sử dụng OBP, tín hiệu O-OFDM WDM sau khi được bù trước phi tuyến và tán sắc tại OBP sẽ được liên hợp pha tại OPC trước khi đưa lên sợi quang đơn mode tiêu chuẩn để tới phía thu. Như đã khảo sát trong mục 4.3, tín hiệu liên hợp pha thu được nhờ quá trình FWM tại OPC đóng vai trò quan trọng để đảm bảo tính hiệu quả của OBP. Bộ OPC sử dụng ống dẫn sóng phi tuyến có băng thông lớn và bằng phẳng, hoàn toàn thích hợp cho hệ thống WDM. Vì thế, trong mô phỏng này, công suất sóng bơm và công suất tín hiệu tại đầu vào OPC được lựa chọn ở vùng giá trị tối ưu để đảm bảo rằng tín hiệu liên hợp không làm phát sinh thêm nhiễu cho hệ thống.



Hình 4.11. BER phụ thuộc vào công suất của mỗi kênh WDM tại đầu vào SMF với các khoảng cách kênh khác nhau.

Hình 4.11 là kết quả khảo sát sự biến thiên của BER tại mỗi kênh WDM theo công suất quang tại đầu vào đoạn SMF với các khoảng cách kênh khác nhau. Bằng cách điều chỉnh hệ số độ lợi của EDFA một cách hợp lý, công suất của mỗi kênh WDM tại đầu vào đoạn SMF luôn được giữ trong khoảng từ -10 dBm đến 1 dBm. Tại cùng một giá trị công suất đầu vào OBP ở 7 dBm, vùng công suất tối ưu tại đầu vào SMF, để tại đó BER đạt giá trị nhỏ nhất, đều nằm trong khoảng  $-8 \div 2$  dBm với cả hai trường hợp khoảng cách kênh. Có thể thấy, hiệu quả cải thiện hiệu năng tốt nhất của OBP sẽ đạt được tại vùng giá trị công suất của SMF sao cho hệ thống đạt được đối xứng công suất mà không phụ thuộc vào khoảng cách kênh. Khi công suất đầu vào SMF quá nhỏ, ảnh hưởng phi tuyến gây ra bởi OBP vượt quá ảnh

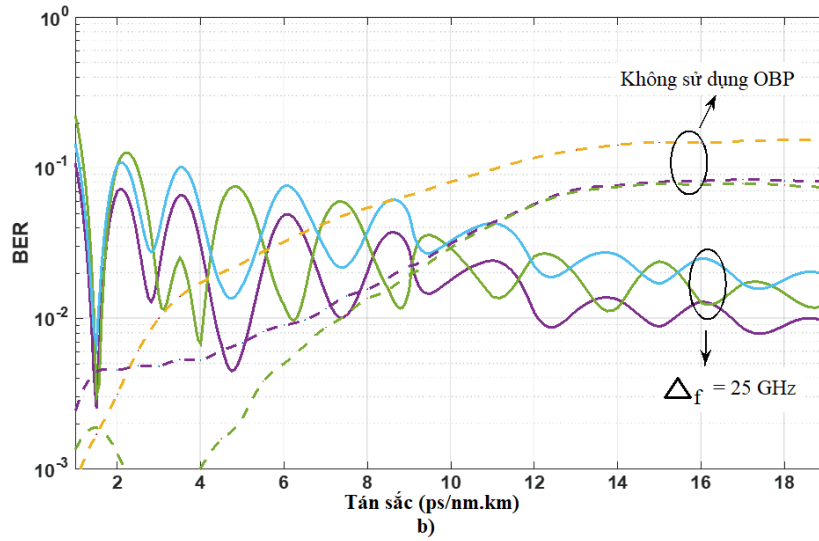
hưởng phi tuyến cần bù tại SMF, khiến cho công suất FWM tại cuối hệ thống lớn làm suy giảm BER. Khi công suất đầu vào SMF quá lớn, ảnh hưởng phi tuyến gây ra bởi OBP không đủ để ảnh hưởng phi tuyến cần bù tại SMF, cũng khiến cho công suất FWM tại cuối hệ thống lớn làm suy giảm BER. Trong trường hợp khoảng cách kênh quang là 50 GHz, BER thấp nhất khoảng  $10^{-5}$ , nhỏ hơn cỡ 10 lần so với trường hợp khoảng cách kênh 25 GHz. Nguyên nhân là do công suất gây ra bởi hiệu ứng phi tuyến Kerr tỉ lệ nghịch với khoảng cách kênh. Tại các điều kiện bất lợi hơn như không trong vùng công suất đầu vào SMF tối ưu và khoảng cách kênh bước sóng nhỏ hơn, BER tại một kênh WDM của hệ thống có sử dụng OBP luôn nhỏ hơn so với trường hợp không sử dụng OBP. Điều này cho thấy hiệu quả cải thiện hiệu năng của OBP cho hệ thống IM-DD O-OFDM WDM.



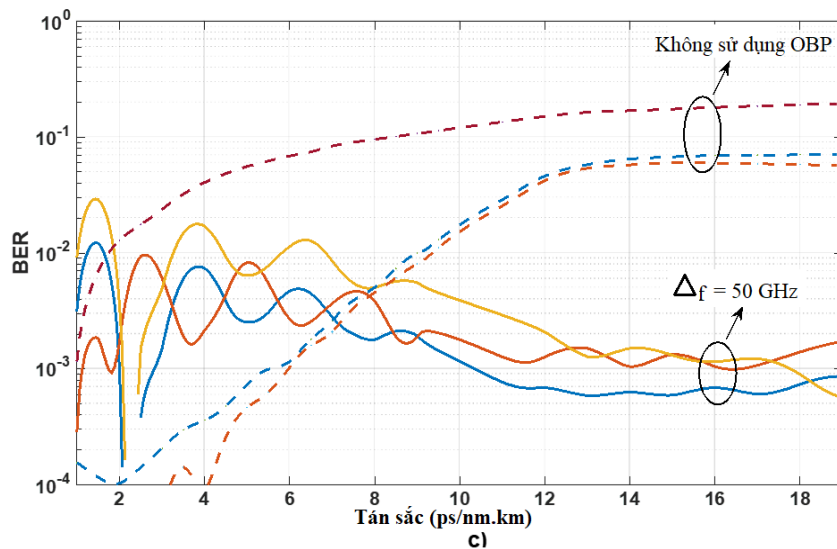
Hình 4.12. a) BER phụ thuộc tán sắc sợi SMF trong trường hợp có OBP tại các khoảng cách kênh khác nhau

BER tại từng kênh bước sóng thay đổi theo hệ số tán sắc sợi quang truyền dẫn được chỉ ra trong hình 4.12 trong ba trường hợp sau: a) sử dụng OBP với khoảng cách kênh khác nhau, b) sử dụng và không sử dụng OBP với khoảng cách kênh 25 GHz và c) sử dụng và không sử dụng OBP với khoảng cách kênh 50 GHz. Trong các khảo sát này, công suất đầu vào đoạn OBP và công suất đầu vào đoạn SMF cùng là 3,7 mW.





Hình 4.12. b) BER phụ thuộc tán sắc sợi SMF trong trường hợp sử dụng và không sử dụng OBP với khoảng cách kênh 25 GHz.



Hình 4.12. c) BER phụ thuộc tán sắc sợi SMF trong trường hợp sử dụng và không sử dụng OBP với khoảng cách kênh 50 GHz.

Hình 4.12 a) cho thấy đồ thị BER tại mỗi kênh bước sóng biến thiên theo hệ số tán sắc có dạng dao động tắt dần. Dạng dao động tắt dần này là do sự phụ thuộc của hiệu suất FWM vào tham số phối hợp pha như đã trình bày trong phần ở mục 2.3.2 trong chương 2 và mục 4.2.3 trong chương 4. Hiệu ứng phi tuyến Kerr xảy ra mạnh mẽ tại các giá trị tán sắc nhỏ, đường cong BER dao động với biên độ lớn

trong vùng này và hầu như không có sự cải thiện BER đáng kể khi khoảng cách kênh bước sóng tăng lên. Khi tán sắc lớn, tham số phối hợp pha tăng lên, biên độ dao động của đường cong BER giảm đi. Đồng thời, BER giảm hơn 10 lần, chỉ cỡ  $10^{-3}$ , khi khoảng cách kênh ở 50 GHz so với trường hợp 25 GHz.

Trong trường hợp không sử dụng OBP, kết quả lại có xu hướng ngược lại, hiệu năng BER tại từng kênh của hệ thống IM-DD O-OFDM WDM tại vùng tán sắc nhỏ lại tốt hơn ở vùng tán sắc lớn như chỉ ra trong hình 4.12 b và hình 3.12 c. Tại vùng tán sắc nhỏ, các yếu tố gây ảnh hưởng lên tín hiệu chủ yếu bởi ảnh hưởng phi tuyến và có thể bỏ qua ảnh hưởng tán sắc. Tuy nhiên, tại vùng tán sắc lớn, mặc dù ảnh hưởng phi tuyến có giảm đi nhưng ảnh hưởng tán sắc tăng lên nhanh và đặc biệt là tương tác qua lại giữa chúng, dẫn đến nhiễu tổng tăng lên, làm suy giảm nhanh chóng hiệu năng hệ thống. Trong cả hai trường hợp ứng với khoảng cách kênh quang khác nhau, kết quả khảo sát đều cho thấy việc sử dụng OPB đề xuất cho hiệu quả cải thiện hiệu của hệ thống tốt hơn tại vùng giá trị tán sắc lớn. Khi tán sắc nhỏ, tham số phối hợp pha tiến tới 0, SMF trở thành môi trường phi tuyến cao. Lúc này, hệ thống IM-DD O-OFDM WDM sẽ được xem là gồm hai đoạn phi tuyến cao có đặc tuyến công suất không đối xứng, do vậy công suất phi tuyến tại mỗi đoạn lớn hơn nhiều công suất của trường quang gây ra bởi quá trình trộn phi tuyến thực hiện nhiệm vụ bù ảnh hưởng phi tuyến cho cả đoạn OBP và SMF, dẫn đến làm suy giảm hiệu năng của hệ thống. Tuy nhiên, khi hệ số tán sắc tăng lên, tham số phối hợp pha tăng lên, hiệu ứng phi tuyến trên SMF giảm đi, công suất phi tuyến trên đoạn SMF nhỏ hơn nên hoàn toàn bù được bởi công suất của trường quang gây ra bởi quá trình trộn phi tuyến. Với hệ thống có khoảng cách kênh quang 50 GHz, bộ OBP cho phép cải thiện hiệu năng khi hệ số tán sắc của sợi quang truyền dẫn lớn hơn 8 ps/nm.km và giá trị này là 11 ps/nm.km trong trường hợp khoảng cách kênh quang 25 GHz.

#### 4.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4

Trong chương này, giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM đóng vai trò như bộ bù trước dựa trên kỹ thuật truyền ngược trong miền quang được đề xuất. Bộ OBP đề xuất được cấu tạo từ các phần tử quang nhỏ gọn, có sẵn gồm có

HNLF, FBG và ống dẫn sóng phi tuyến. Do hoạt động trong miền quang, bộ OBP được sử dụng cho cả hệ thống đơn kênh và đa kênh mà không làm tăng thêm bất kỳ độ phức tạp nào. Các tính toán lý thuyết đã khẳng định được hiệu quả của giải pháp này và chỉ ra rằng OBP cho phép giảm thiểu đáng kể ảnh hưởng của cả tham số tán sắc và phi tuyến của hệ thống IM-DD O-OFDM đơn kênh và đa kênh bằng cách lựa chọn các tham số phù hợp. Mô hình mô phỏng hệ thống IM-DD O-OFDM hoạt động ở tốc độ bit 100 Gb/s được thiết lập để kiểm chứng hiệu quả của giải pháp đề xuất trong các điều kiện thực tế. Các kết quả mô phỏng thu được đều cho thấy hiệu năng BER của hệ thống có sử dụng OBP được cải thiện rõ rệt so với hệ thống không sử dụng OBP trong vùng công suất tối ưu của kênh bước sóng truyền dẫn đối với cả trường hợp đơn kênh và đa kênh. Trong trường hợp đơn kênh, BER tại một kênh quang của hệ thống giảm từ  $10^{-1}$  về nhỏ hơn  $10^{-5}$ . Trong trường hợp đa kênh với khoảng cách kênh 50GHz, BER của hệ thống giảm từ  $10^{-1}$  về gần tới giá trị  $10^{-5}$ . Đặc biệt, bộ OBP đề xuất thể hiện hiệu quả bù phi tuyến rất tốt khi hệ thống WDM sử dụng sợi quang đơn mode tiêu chuẩn có hệ số tán sắc khoảng 17 ps/nm.km và khoảng cách kênh lớn.

Mặc dù cùng dựa trên nguyên lý truyền ngược trong miền quang nhưng do không hoàn toàn tương đương về cấu hình hệ thống nên rất khó để có sự đánh giá chính xác giữa giải pháp đề xuất với các giải pháp đã có như MSSSI [81] và [106, 132]. Tuy nhiên, so với giải pháp MSSSI, bộ OBP đề xuất đã giải quyết được yêu cầu nghiêm ngặt về vị trí đặt chính giữa tuyến truyền dẫn. Các giải pháp đưa ra trong [106, 132] do mục tiêu để cải thiện hiệu năng cho hệ thống long-haul nên yêu cầu sử dụng các phần tử quang đắt đỏ hơn so với bộ OBP đề xuất như cần hai bộ OPC có công suất bơm lớn hoặc sử dụng sợi quang tán sắc biến đổi. Hơn nữa, việc bộ OBP đề xuất được đặt tại phía phát cũng giúp cho khả năng ứng dụng OBP cho các mạng truy nhập quang khoảng cách dài trở nên khả thi. Thật vậy, chỉ cần sử dụng một bộ OBP tại OLT để cải thiện hiệu năng cho LR-PON, trong khi vẫn giữ nguyên sự đơn giản tại ONU.

## KẾT LUẬN

Các hệ thống OFDM quang là ứng viên tiềm năng cung cấp các kết nối dung lượng rất cao, có thể nâng cấp và mở rộng linh hoạt, cho phép triển khai các mạng dịch vụ băng thông rộng dễ dàng. Các hệ thống OFDM quang cũng hoàn toàn đáp ứng cho xây dựng các kết nối backhaul trong các mạng thông tin di động thế hệ tiếp theo. Nghiên cứu nâng cao hiệu năng của hệ thống OFDM quang đã có nhiều kết quả tốt, song vẫn đang và sẽ được tiếp tục tiến hành nghiên cứu để có các hệ thống hoàn thiện hơn, với chất lượng truyền dẫn tốt hơn.

Luận án đã đạt được mục tiêu chính đề ra là nghiên cứu cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang. Trong luận án này, ba giải pháp nâng cao hiệu năng cho các hệ thống OFDM quang đã được đề xuất. Với mục đích nghiên cứu phục vụ triển khai các hệ thống OFDM quang trong các mạng truy nhập băng rộng, luận án tập trung cho các hệ thống truyền dẫn quang IM-DD. Nội dung luận án đã được trình bày trong bốn chương, với chương 1 trình bày tổng quan các vấn đề nghiên cứu, chương 2 đi sâu phân tích nhằm đánh giá đầy đủ hơn ảnh hưởng của các tham số và hiệu ứng vật lý đến hiệu năng hệ thống OFDM quang, chương 3 đưa ra hai giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang được thực hiện trong miền điện và chương 4 trình bày giải pháp đề xuất cải thiện hiệu năng hệ thống IM-DD O-OFDM thực hiện trong miền quang. Các kết quả đóng góp mới về khoa học của luận án có thể chia thành hai nhóm như sau:

### **1. Đề xuất giải pháp sử dụng bộ nén giãn để cải thiện hiệu năng cho hệ thống OFDM quang trong miền điện**

Tại phía phát, tín hiệu được ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM) rồi nén theo một luật nén xác định, sau đó được điều chế quang và truyền qua sợi quang tới phía thu. Tại phía thu, tín hiệu quang sau khi được tách sóng quang sẽ được giãn (giải nén), sau đó đưa qua bộ tách kênh theo tần số trực giao để khôi phục tín hiệu ban đầu. Tín hiệu OFDM khi đi qua bộ nén sẽ có PAPR thấp hơn ban đầu, giúp cho biên độ tín hiệu OFDM nằm gọn trong vùng làm việc tuyến tính của nguồn quang hoặc MZM và giảm công suất đỉnh lớn của tín hiệu khi truyền đi trên sợi. Kết quả là,

hiệu năng của hệ thống được cải thiện. Hai giải pháp nén được đề xuất sử dụng trong miền điện, cụ thể:

- + Một là nén theo luật A. Đây là phương pháp nén được sử dụng trong chuyên đổi tín hiệu thoại, các cấu kiện dùng cho nén và giãn đã hoàn thiện, sẵn có. Các khảo sát dựa trên mô phỏng cho thấy, BER của hệ thống IM-DD O-OFDM được cải thiện đáng kể khi chọn các tham số của bộ nén, giãn hợp lý và nén theo luật A có khả năng cải thiện hiệu năng tốt hơn nén theo luật  $\mu$ .
- + Hai là dựa trên mô hình Rapp. Tùy thuộc vào lựa chọn hai tham số là mức bão hòa và độ mịn, phương pháp này không những duy trì được đặc tuyến nén tập trung vào vùng biên độ giá trị lớn mà còn giới hạn được biên độ đỉnh của tín hiệu sau nén, nhờ thế, sau nén PAPR giảm nhiều mà vẫn duy trì được méo phát sinh nhỏ. Các khảo sát cho thấy, nén theo mô hình Rapp có thể cải thiện BER của các hệ thống IM-DD O-OFDM tốt hơn nén theo luật A khi lựa chọn các tham số cho bộ nén, giãn hợp lý.

Các giải pháp nén, giãn thực hiện trong miền điện cho phép dễ dàng cải tiến và tích hợp các cấu kiện sẵn có vào các bộ tạo và tách tín hiệu OFDM, nhờ đó có thể giảm giá thành của hệ thống. Tuy nhiên, hạn chế của các giải pháp này là làm tăng độ phức tạp, tăng chi phí và khó áp dụng cho hệ thống OFDM quang đa kênh.

## **2. Đề xuất giải pháp sử dụng kỹ thuật truyền ngược để cải thiện hiệu năng hệ thống OFDM quang trong miền quang**

Giải pháp truyền ngược trong miền quang sử dụng các cấu kiện quang nhỏ gọn, có sẵn (HNFL, FBG, ống dẫn sóng phi tuyến và EDFA), có cấu trúc đơn giản và chi phí thấp. Giải pháp thực hiện trong miền quang, cho phép chỉ dùng một bộ OBP đặt tại phía phát để bù phi tuyến hiệu quả cho hệ thống có từ một đến nhiều kênh quang. Các kết quả khảo sát cho thấy, giải pháp cho khả năng cải thiện tốt hiệu năng của hệ thống IM-DD O-OFDM WDM sử dụng sợi đơn mode tiêu chuẩn, ở tốc độ truyền tải lớn. Đặc điểm này tạo tiền đề mở rộng cho ứng dụng OFDM quang vào NG-PON trong các mạng truy nhập quang băng rộng và các đường truyền backhaul ở các mạng di động thế hệ mới.

Với những kết quả đã đạt được như đã trình bày trong luận án, nghiên cứu sinh hy vọng đóng góp nhỏ bé cho nghiên cứu khoa học và triển khai ứng dụng kỹ thuật,

công nghệ vào thực tế. **Hướng nghiên cứu tiếp theo** của nghiên cứu sinh sẽ vẫn tập trung vào các hệ thống truyền dẫn quang có ghép kênh theo tần số trực giao. Ngoài tìm kiếm nhiều hơn các giải pháp cải thiện hiệu năng để có thể tùy ứng cho các hệ thống truyền tải quang IM-DD O-OFDM có yêu cầu khác nhau, các giải pháp cho các hệ thống OFDM quang coherent cũng sẽ được nghiên cứu sinh chú tâm nghiên cứu. Mục tiêu nghiên cứu lâu dài của nghiên cứu sinh là có những đề xuất ứng dụng cho các hệ thống truyền tải quang thực tế, góp phần bé nhỏ vào tiến trình có những sản phẩm “sản xuất tại Việt Nam”.

## PHỤ LỤC A: PHƯƠNG PHÁP SỐ GIẢI PHƯƠNG TRÌNH SCHRODINGER PHI TUYẾN

Phương trình Schrodinger phi tuyến tổng quát mô tả sự lan truyền của xung quang  $U(t, z)$  dọc theo sợi quang đơn mode được biểu diễn dưới dạng đơn giản như sau [97]

$$\frac{\partial U}{\partial z} = i\gamma|U|^2U + \left(-\frac{i\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2}\right)U = (\widehat{D} + \widehat{N})U \quad (\text{A.1})$$

Trong đó,  $\alpha$ ,  $\beta_2$  và  $\gamma$  lần lượt là tham số suy hao, tán sắc vận tốc nhóm và phi tuyến của sợi.  $\widehat{D}$  là toán tử tuyến tính, đặc trưng cho các tham số suy hao, tán sắc và  $\widehat{N}$  là toán tử phi tuyến, đặc trưng cho tham số phi tuyến.

$$\widehat{N} = i\gamma|U|^2 \quad \widehat{D} = -\frac{i\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} \quad (\text{A.2})$$

Khi đường bao biến đổi chậm của trường quang,  $U(z, t)$ , lan truyền dọc theo sợi, các hiệu ứng tuyến tính và phi tuyến có ảnh hưởng qua lại với nhau. Tuy nhiên, giả thiết rằng sợi quang được chia nhỏ thành những đoạn có chiều dài  $h$  đủ nhỏ thì có thể coi gần đúng là ảnh hưởng giữa tán sắc phi tuyến trên sợi là độc lập. Đây là cơ sở để áp dụng phương pháp Fourier tách bước (SSFM - Split Step Fourier Method) để giải phương trình (A.1) theo phương pháp số. Khi đó, nghiệm lý thuyết và nghiệm gần đúng của phương trình (A.1) có dạng như sau [20]:

$$U(z + h, t) = \exp(h(\widehat{D} + \widehat{N}))U(z, t) \quad (\text{A.3})$$

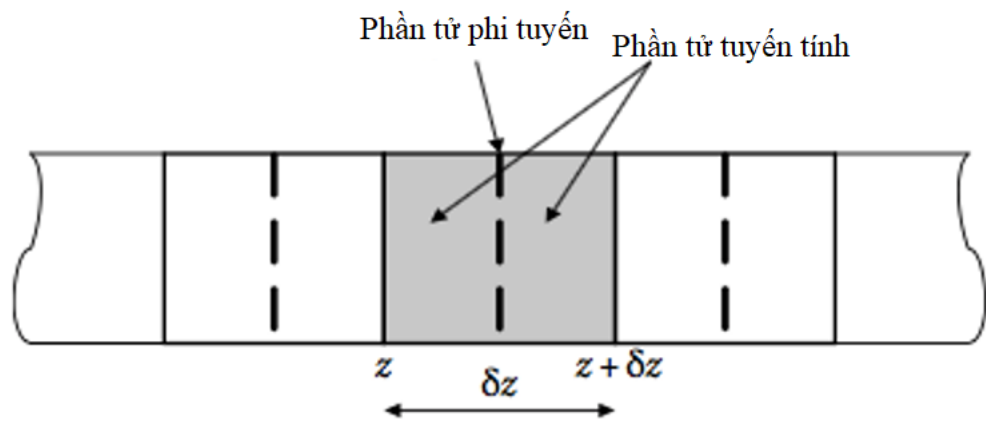
$$U(z + h, t) \approx \exp(h\widehat{D})\exp(h\widehat{N})U(z, t) \quad (\text{A.4})$$

Tức là, có thể coi quá trình ánh sáng lan truyền từ  $z$  đến  $z + h$  trải qua hai bước và trong mỗi bước quá trình lan truyền chỉ chịu tác động của một loại ảnh hưởng. Ví dụ, nếu bước thứ nhất quá trình lan truyền chỉ chịu ảnh hưởng của tán sắc và  $\widehat{N} = 0$  thì bước thứ hai quá trình lan truyền chỉ chịu ảnh hưởng của phi tuyến và  $\widehat{D} = 0$  hoặc ngược trở lại. Sai số của phương pháp SSMF trong trường hợp này tỉ lệ với  $h^2$ . Để giảm sai số của tính toán này xuống mức tỉ lệ với  $h^3$ , phương pháp SSMF đối xứng gồm ba bước được đề xuất. Trong phương pháp này, xung quang lan truyền dưới ảnh hưởng của toán tử tuyến tính ở nửa  $h/2$  đầu tiên, sau đó, ảnh

hưởng phi tuyến tác động lên xung tín hiệu tại điểm giữa của đoạn, cuối cùng, xung quang lan truyền dọc theo nửa  $h/2$  tiếp theo dưới ảnh hưởng của toán tử tuyến tính. Quá trình này được lặp lại với các khoảng  $h$  nối tiếp nhau từ đầu đến cuối sợi quang. Lúc này, phương trình (A.4) được biến đổi thành [20]:

$$U(z + h, t) \approx \exp\left(\frac{\hbar}{2}\widehat{D}\right) \exp\left(\int_z^{z+h} \widehat{N}(z')dz'\right) \exp\left(\frac{\hbar}{2}\widehat{D}\right) U(z, t) \quad (\text{A.5})$$

Trong đó, toán tử tuyến tính được tính toán trong miền tần số, toán tử phi tuyến được tính toán trong miền thời gian.



Hình A.1: Sơ đồ các bước của phương pháp SSFM đối xứng



## **PHỤ LỤC B: CẤU TRÚC CHƯƠNG TRÌNH MÔ PHỎNG HỆ THỐNG IM-DD O-OFDM**

Trong luận án này, mô phỏng Monte-Carlo được sử dụng để đánh giá hiệu năng của hệ thống IM-DD O-OFDM về mặt tỉ số lỗi bit trong các điều kiện khác nhau bằng công cụ MATLAB. Cấu trúc chương trình mô phỏng hệ thống IM-DD O-OFDM được trình bày như trong hình B.1. Hàm truyền dẫn trong sợi quang sử dụng phương pháp như mô tả ở phụ lục A.

Hình B.1. Diễn giải chương trình mô phỏng hệ thống IM-DD O-OFDM.

## CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC ĐÃ CÔNG BỐ

### BÀI BÁO KHOA HỌC

- [J1] Trang. T. T. Ngo, Thu. A. Pham, Nhan. D. Nguyen, Ngoc. T Dang, “Hybrid OFDM RoF-Based WDM-PON/MMW Backhaul Architecture for Heterogeneous Wireless Networks,” *REV Journal of Electronics and Communications*, vol. 7, no. 3-4, pp. 57-64, 2017. (*Tạp chí Điện tử và Truyền thông – Hội vô tuyến điện tử*)
- [J2] Ngo T. T. Trang, Nguyen D. Nhan, Bui T. Hieu, “Optical back propagation for nonlinear comensation in OFDM-based long-rangep assive optical networks”, *VNU Journal of Science: Mathematics – Physics*, vol. 36, no. 1, pp. 54-63, 2020. (*Tạp chí Khoa học Đại học Quốc gia Hà Nội: Toán – Lý*)
- [J3] Trang. T. T. Ngo, Nhan. D. Nguyen, “A simple nonlinear companding transform for nonlinear compensation of direct-detection optical OFDM systems”, *Intl Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 66, no. 3, pp. 515-520, 2020. (*Tạp chí quốc tế ISI*)
- [J4] Ngo Thi Thu Trang, Tran Thuy Binh, Bui Trung Hieu, Nguyen Duc Nhan, “Efficiency of nonlinear compensation for WDM-PON based OFDM using optical back propagation”, *Journal of Science and Technology on Information and Communications*, vol. 4, pp. 21-27, 2020. (*Tạp chí Khoa học Công nghệ Thông tin và Truyền thông*)

### HỘI NGHỊ KHOA HỌC

- [C1] Trang T. Ngo, Hieu B. Trung, Nhan D. Nguyen, “A simple performance analysis of IM-DD OFDM WDM systems in long-range PON application,” *In the Proc. of the Seventh Symposium on Information and Communication Technology (SOICT 2016)*, Hochiminh, Vietnam, 2016, pp. 216-223.
- [C2] Binh T. Tran, Nhan D. Nguyen, Trang T. Ngo, “A comparison for improving the performance of two-stage Optical Phase Conjugation using the third-order nonlinearity,” *In the Proc. of the forth IEEE/NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS 2017)*, Hanoi, Vietnam, 2017, pp. 153-158.

- [C3] Trang T. Ngo, Hieu B. Trung, Nhan D. Nguyen, “Performance improvement of IM-DD Optical OFDM system using A-law companding transform,” *In the Proc. of the 2018 IEEE International Conferences on Advanced Technologies for Communications (ATC 2018)*, Hochiminh, Vietnam, 2018, pp. 203-207.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. A. D. Ellis *et al.*, “4 Tb/s transmission reach enhancement using 10x400 Gb/s super-channels and polarization insensitive dual band optical phase conjugation,” *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 8, pp. 1717-1723, 2016.
- [2]. A. J. Lowery, L. Du, J. Armstrong, “Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems,” *Inter. Optical Fiber Commun. Conf.*, 2006.
- [3]. A. Lowery, “Fiber nonlinearity pre- and post-compensation for long-haul optical links using OFDM,” *Optics Express*, vol. 15, no. 20, pp. 12965-12970, 2007.
- [4]. A. Lowery, “Improving sensitivity and spectral efficiency in direct-detection optical OFDM systems,” *OFC/NFOEC*, 2008.
- [5]. A. Lowery, “Spectrally efficient optical orthogonal frequency division multiplexing,” *Phil. Trans. R. Society A Math., Phys., Eng. Sciences*, vol. 378, no. 2169, 2020.
- [6]. A. Lowery, L. Du, “Optical orthogonal division multiplexing for long haul optical communications: A review of first five years,” invited, *Opt. Fiber Technol.*, vol. 17, no. 5, pp. 421-438, Oct. 2011.
- [7]. A. Lowery, S. Wang, M. Premaratne, “Calculation of power limit due to fiber nonlinearity in optical OFDM systems,” *Optics Express*, vol. 15, pp. 13282-13287, 2007.
- [8]. A. Mecozzi, C. Antonelli, M. Shtaiif, “Kramers-Kronig coherent receiver,” *Optical*, vol. 3, no. 11, pp. 1220-1227, 2016.
- [9]. A. Mohajerin-Ariaei *et al.*, “Experimental demonstration of all-optical phase noise mitigation of 40 Gbit/s QPSK signals by mixing differentially delayed nonlinear products,” *Optical Fiber Commun. Conf. and Ex.*, 2014.
- [10]. A. Napoli *et al.*, “Reduced complexity digital back-propagation methods for optical communication systems,” *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 32, pp. 1351-1362, 2014.
- [11]. A. Ozmen, H. Senol, “Channel estimated for realistic indoor optical wireless communication in ACO-OFDM systems,” *Wireless Personal Commun.*, vol. 102, no. 1, pp. 247-258, Sep. 2018.
- [12]. A. Sharifi, G. Azarnia, “Compressive sensing for PAPR reduction of DC-biased optical OFDM signals with exploiting joint sparsity for signal reconstruction,” *Optical Engineering*, vol. 59, no. 9, 2020.
- [13]. A. Yariv, D. Fekete, D. M. Pepper, “Compensation for channel dispersion by

- nonlinear optical phase conjugation,” *Optical Letter*, vol. 4, pp. 52-54, 1979.
- [14]. B. Du, A. Lowery, “Pilot-based cross-phase modulation compensation for coherent optical orthogonal frequency division multiplexing long-haul optical communications systems,” *Optics Letters*, vol. 36, no. 9, pp. 1647-1649, 2011.
- [15]. B. Foo, B. Corcoran, A. Lowery, “Optoelectronic method for inline compensation of XPM in long-haul optical links,” *Optics Express*, vol. 23, no. 2, pp. 859-872, 2015.
- [16]. B. Inan, S. Randel, S. Jansen, A. Lobato, S. Adhikari, N. Hanik, “Pilot-tone based nonlinearity compensation for optical OFDM systems,” 36<sup>th</sup> European Conf. and Ex. on Optical Commun. (ECOC), 2010.
- [17]. B. S. Krongold, T. Yan, W. Shieh, “Fiber nonlinearity mitigation by PAPR reduction in coherent optical OFDM systems via active constellation extension,” 34<sup>th</sup> European Conf. on Optical Commun., pp. 1-2, 2008.
- [18]. B. Schmidt, A. Lowery, J. Armstrong, “Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM,” *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 1, 2008.
- [19]. Binh T. Tran, Nhan D. Nguyen, “Multichannel nonlinearity compensation using optical phase conjugation in high nonlinearity chalcogenide planar waveguide,” Inter. Conf. on Advanced Technol. For Commun. (ATC), Oct., 2016.
- [20]. Binh. L. N, *Optical Fiber Communication Systems\_Theory and Practice with MATLAB and Simulink model*, CRC Press, 2011.
- [21]. C. Li, Q. Yang, “Optical OFDM/OQAM for the future fiber-optics communications,” 8<sup>th</sup> Inter. Conf. on Materials for Advanced Technologies, pp. 99-106, 2016.
- [22]. C. Lin et.al, “81.37-Gbps 2x2 MIMO 60-GHz OFDM-RoF system employing I/Q nonlinear compensation filtering algorithm,” *Optical Fiber Commun. Conf. and Ex.*, Mar. 2020.
- [23]. C. Luca, “Optimization of the degradation introduced by the combined nonlinearity of Sieben’s architecture and PIN photodiode in SSB MB-OFDM optical metropolitan networks,” Master dissertation, Univerisy of Padova, 2015.
- [24]. C. R. Berger, et al., “Theoretical and experimental evaluation of clipping and quantization noise for optical OFDM,” *Optics Express*, vol. 19, no. 18, pp. 17713-17728, 2011
- [25]. C. Rapp, “Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM signal for a digital sound broadcasting system,” in Proc. 2<sup>nd</sup> European Conf. on Satellite Comm., vol. 2, pp. 179-184, 1991.
- [26]. C. Sanchez, B. Ortega, J. Capmany, “System performance enhancement with pre-distortion OOFDM signal waveforms in IM/DD systems,” *Optics Express*, vol.

- 22, no. 6, pp. 7269-7283, 2014.
- [27]. C. Stevenson, G. Chouinard, Z. Lei, H. Wendong, S. Shellhammer, W. Caldwell, "IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 47, no. 1, pp. 130-138, Jan. 2009.
- [28]. Cisco, "Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022," Feb-2019.
- [29]. D. Hillerkuss et.al, "26 Tbit s<sup>-1</sup> line-rate super-channel transmission utilizing all-optical fast Fourier transform processing," *Nature Photonics*, vol. 5, pp. 364-371, 2011.
- [30]. D. M. Pepper, A. Yariv, "Compensation for phase distortions in nonlinear media by phase conjugation," *Optical Letter*, vol. 5, pp. 59-60, 1980.
- [31]. D. Nessel, "PON Roadmap," invited, *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 9, no. 1, Jan. 2017.
- [32]. D. Qian, M. Huang, E. Ip, Y Huang, Y. Shao, J. Hu, T. Wang, "101.7-Tb/s (370x294-Gb/s) PDM-128QAM-OFDM Transmission over 3x55-km SSMF using Pilot-based Phase Noise Mitigation," Optical Fiber Communication Conference and Exposition/ National Optical Fiber Engineers Conference, Mar. 2011.
- [33]. D. S. Millar, S. Makovejis, C. Behrens, S. Hellerbrand, R. Killey, P. Bayvel, S. Savory, "Mitigation of fiber nonlinearity using a digital coherent receiver," *Journ. Selected Topics in Quantum Elect.*, vol. 16, no. 5, pp. 1217-1226, 2010.
- [34]. D. Uznidis, C. Matrakidis, A. Stavdas, "Simplified model for nonlinear noise calculation in coherent optical OFDM systems," *Optical Express*, vol. 22, pp. 28316-28326, 2014.
- [35]. Dang Le Khoa, Nguyen Thanh Tu, Nguyen Thi Hong Thu, Nguyen Huu Phuong, "Peak-to-average power ratio reduction in long haul coherent optical OFDM systems," *Recent Advances in Elect. Engineering and Related Sciences*, pp. 221-228, 2013.
- [36]. E. Giacoumidis, M. Jarajreh, S. Sygletos, S. Le, F. Farjady, A. Tsokanos, A. Hamie, E. Pincemin, Y. Jaouen, A. Ellis, N. Doran, "Dual-polarization multi-band optical OFDM transmission and transceiver limitations for up to 500 Gb/s uncompensated long-haul links," *Optics Express*, vol. 22, no. 9, pp. 10975-10986, 2014.
- [37]. E. Ip, J. M. Kahn, "Compensation of dispersion and nonlinear impairments using digital backpropagation," *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 20, pp. 3416-3425, 2008.
- [38]. E. Temprana, E. Myslivets, B. Kuo, L. Liu, V. Ataie, N. Alic, S. Radic, "Overcoming Kerr-induced capacity limit in optical fiber transmission," *Science*, vol. 348, no. 6242, pp. 1445-1448, 2015.

- [39]. G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, John Wiley&Sons, 2002.
- [40]. G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, Academic Press, 2001.
- [41]. G. Shen, H. Guo, S. Bose, “Survivable elastic optical networks: survey and perspective,” invited, *Photonic Netw. Comm.*, vol. 31, issue 1, pp. 71-87, Feb. 2016.
- [42]. H. Abbas, M. Gregory, “The Next Generation of Passive Optical Network: A Review,” *J. Netw. Comp. App.*, vol. 67, pp. 53-74, 2016.
- [43]. H. Chen, J. Yu, J. Xiao, Z. Cao, F. Li, L. Chen, “Nonlinear effect mitigation based on PAPR reduction using electronic pre-distortion technique in direct-detection optical OFDM system,” *Optical Fiber Technology*, vol. 19, pp. 387-391, 2013.
- [44]. H. Chung, S. Chang, K. Kim, “Companding transform based SPM compensation in coherent optical OFDM transmission,” *Optics Express*, vol. 19, no. 26, pp. 702-709, 2011.
- [45]. H. Eliasson, P. Johannisson, M. Karlsson, P. Andrekson, “Mitigation of nonlinearities using conjugate data repetition,” *Optics Express*, vol. 23, no. 3, pp. 2392-2402, 2015.
- [46]. H. Hu et.al, “Fiber nonlinearity compensation of an 8-channel WDM PDM-QPSK signal using multiple phase conjugations,” *Opt. Fiber Comm. Conf.*, 2014.
- [47]. H. Nguyen, “A novel 22 Gbit/s 64 QAM direct-detection OFDM ROF system employing cost-effective optical filter FBG to generate optical mm-wave,” *Journ. of Optics*, vol. 47, no. 2, pp. 229-234, Jun. 2018.
- [48]. H. Yamazaki et.al, “Ultra-high-speed optical transmission using digital-preprocessed analog-multiplexed DAC,” *Optics Commun.*, vol. 409, pp. 66-71, Feb. 2018.
- [49]. H. Zhang, L. Yang, L. Hanzo, “Piecewise companding transform assisted optical-OFDM systems for indoor visible light communications,” *IEEE Access*, 2016.
- [50]. I. Aldaya et. al, “Compensation of nonlinear distortion in coherent optical OFDM system using a MIMO deep neural network-based equalizer,” *Optics Express*, vol. 45, no. 20, pp. 5820-5823, 2020.
- [51]. I. B. Djordjevic, B. Vasic, “Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission,” *Optics Express*, vol. 14, no. 9, pp. 3767-3775, 2006.
- [52]. J. Armstrong, B. Schmidt, D. Kalra, H. A. Suraweera, A. J. Lowery, “Performance of asymmetrically clipped optical OFDM in AWGN for an intensity modulated direct detection system,” *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBALCOM 2006)*, USA, 2006.

- [53]. J. Armstrong, J. Schmidt, D. Kalra, J. Suraweea, A. Lowery, "Performance of asymmetrically clipped optical OFDM in AWGN for an intensity modulated direct detection system," In Proc. of the Global Telecom. Conf., 2006.
- [54]. J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," invited, *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 189-204, 2009.
- [55]. J. Fabrega et.al, "Demonstration of Adaptive SDN Orchestration: A Real-time Congestion-aware Services Provisioning over OFDM-based 400G OPS and Flexi-WDM OCS," *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 3, pp. 506-512, 2017.
- [56]. J. Hmood, K. Noordin, S. Harun, H. Shalaby, "Mitigation of phase noise in all-optical OFDM systems based on minimizing interaction time between subcarriers," *Journ. Optics Commun.*, vol. 355, pp. 313-320, 2015.
- [57]. J. Hmood, K. Noordin, S. Harun, "Effectiveness of phase-conjugated twin waves on fiber nonlinearity in spatially multiplexed all-optical OFDM system," *Journ. Optical Fiber Technol.*, vol. 30, pp. 147-152, 2016.
- [58]. J. Hoxha, S. Shimizu, G. Cincotti, "On the performance of all-optical OFDM based PM-QPSK and PM-16QAM," *Telecom. Systems*, Jul. 2020.
- [59]. J. Lou, J. Li, Q. Sui, Z. Li, C. Lu, "40 Gb/s Mode-Division Multiplexed DD-OFDM Transmission Over Standard Multimode Fiber," *IEEE Photonics J.*, vol. 8, no. 3, 2016.
- [60]. J. Ma, "Simple signal-to-signal beat interference cancellation receiver based on balanced detection for a single-sideband optical OFDM signal with a reduced guard band," *Optics Letters*, vol. 38, no. 21,, pp. 4335-4338, 2013.
- [61]. J. Morosi, J. Hoxha, P. Martelli, P. Parolari, "25 Gbit/s per user coherent all-optical OFDM for Tbit/s-capable PONs," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 8, no. 4, pp. 190-195, 2016.
- [62]. J. Rhee, N. Cvijetic, N. Wada, T. Wang, "Optical orthogonal frequency division multiplexed transmission using all-optical discrete Fourier transform," *Laser Photonics Reviews*, no. 4, pp. 539-553, 2013.
- [63]. J. Toulouse, "Optical nonlinearities in fibers: review, recent examples, and systems applications," *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 11, pp. 3625-3641, 2005.
- [64]. J. Yu, X. Li, J. Zhang, "Digital Signal Processing for High-Speed Optical Communication," 1<sup>st</sup> edition, World Scientific Publ. Comp., Mar. 2018.
- [65]. K. Harako, D. Seya, T. Hirooka, M. Nakazawa, "640 Gbaud (1.28 Tbit/s/ch) optical Nyquist pulse transmission over 525 km with substantial PMD tolerance," *Optics Express*, vol. 21, no. 18, pp. 16982-16991, 2013.
- [66]. K. Hirabayashi, T. Yamamoto, S. Hino, "Optical backplane with free-space optical interconnections using tunable beam deflectors and a mirror for bookshelf-assemble terabit per second class asynchronous transfer mode switch," *Optical Eng.*,



- vol. 37, pp. 1332-1342, 2004.
- [67]. K. Solis-Trapala, M. Pelusi, N. Tan, T. Inoue, S. Namiki, "Transmission optimized impairment mitigation by 12 stage phase conjugation of WDM 2448 Gb/s DP-QPSK signals," in Proc. Optical Fiber Comm. Conf. and Exhi. (OFC), p. Th3C.2, 2015.
- [68]. K. Zhong, X. Zhou, J. Huo, C. Yu, C. Lu, A. Lau, "Digital Signal Processing for Short-Reach Optical Communications: A Review of Current Technologies and Future Trends," *J. Light. Technol.*, vol. 36, no. 2, pp. 377-400, Jan. 2018.
- [69]. K. Zou, Y. Zhu, F. Zhang, Z. Chen, "Spectrally efficient terabit optical transmission with Nyquist 64-QAM half-cycle subcarrier modulation and direct detection," *Optics Letters*, vol. 41, no. 12, pp. 2767-2770, 2016.
- [70]. Khoa Le Dang, Anh Quoc Huynh, Phuong Huu Nguyen, Linh Vu Nguyen, Hiroshi Ochi, "Bit error rate of DCO-OFDM system over an indoor diffuse link," *Science and Tech. Development Journ.*, vol. 1, no. 4, 2017.
- [71]. L. Chen, Y. Fang, Q. Huang, Y. Sun, "PAPR reduction in optical OFDM systems using asymmetrically clipping and signal scrambling technique," Inter. Conf. on Optical Instrum. and Technol., 2015.
- [72]. L. Gruner-Nielsen et.al, "Dispersion compensating fibers," *Optical Fiber Technology*, vol. 6, no. 2, pp. 164-180, 2000.
- [73]. L. Nadal, M. Moreolo, J. Fabrega, G. Junyent, "Comparison of peak power reduction techniques in optical OFDM systems based on FFT and FHT," 13<sup>th</sup> Inter. Conf. on Transparent Optical Networks (ICTON), 2011.
- [74]. L. Pessoa, H. Salgado, I. Darwazeh, "Simplified back-propagation for fiber nonlinearity compensation employing multi-band OFDM signals," *Journ. Optical Quantum Electron.*, vol. 45, pp. 491-452, 2013.
- [75]. Liang B. Du, M. Morshed, A. Lowery, "Fiber nonlinearity compensation for OFDM super-channels using optical phase conjugation," *Optics Express*, vol. 20, no. 18, pp. 19921-19927, 2012.
- [76]. M. Ali, "Time and frequency offsets in all optical OFDM systems," PhD dissertation, Heriot-Watt University, 2014.
- [77]. M. Al-Khateeb et. al, "Analysis of nonlinear Kerr effects in optical transmission systems that deploy optical phase conjugation," *Optics Express*, vol. 26, no. 3, pp. 3145-3160, 2018.
- [78]. M. D. Pelusi, F. Luan, D. Y. Choi, S. J. Madden, D. A. P. Bulla, B. Luther-Davies, B. J. Eggleton, "Optical phase conjugation by an As<sub>2</sub>S<sub>3</sub> glass planar waveguide for dispersion-free transmission of WDM-DPSK signals over fiber," *Optics Express*, vol. 18, no. 25, pp. 26686-26694, 2010.

- [79]. M. Deng, N. Jiang, X. Duan, R. Giddings, X. Yi, Y. Cao, S. Mansoor, K. Qiu, J. Tang, "Robust and tunable 16.375Gb/s dual-band optical OFDM transmissions over directly modulated VCSEL-based 200m OM2 MMFs," *Optics Express*, vol. 23, no. 1, pp. 373-383, 2015.
- [80]. M. Gagni, F. Guiomar, S. Wabnitz, A. Pinto, "Simplified high-order Volterra series transfer function for optical transmission links," *Optics Express*, vol. 25, pp. 2446-2459, 2017.
- [81]. M. M. Morshed, "Fiber nonlinearity mitigation using mid-span spectral inversion in long-haul coherent optical OFDM systems", PhD dissertation, Monash University, 2015.
- [82]. M. Moreolo, S. Member, L. Nadal, J. Fabrega, "DSP-enabled optical OFDM for multiple-format and multi-rate/ distance transmission," Inter. Conf. on Transparent Optical Networks, We.A1.3, 2016.
- [83]. M. Morshed, A. J. Lowery, L. B. Du, "Improving performance of optical phase conjugation by splitting the nonlinear element," *Optics Express*, vol. 21, pp. 4567-4577, 2013.
- [84]. M. Morshed, A. J. Lowery, L. B. Du, "Reducing nonlinear distortion in optical phase conjugation using a midway phase-shifting filter", Optic. Fiber Commun. Conf. (OFC), 2014.
- [85]. M. Morshed, L. B. Du, B. Foo, M. D. Pelusi, A. J. Lowery, "Optical phase conjugation for nonlinearity compensation of 1.21 Tb/s pol-mul coherent optical OFDM," 18<sup>th</sup> Opto-Elect. and Commun. Conf. on Photonics in Switching (OECC-PS), PD3, p. PD3-4, 2013.
- [86]. M. Morshed, L. B. Du, B. Foo, M. D. Pelusi, B. Corcoran, A. J. Lowery, "Experimental demonstrations of dual polarization CO-OFDM using mid-span spectral inversion for nonlinearity compensation," *Optics Express*, vol. 22, pp. 10455-10466, 2014.
- [87]. M. Mossaad, "Theoretical analysis and simulation of IM/DD optical OFDM systems," PhD dissertation, McMaster University, 2011.
- [88]. M. Peng et. al, "Hybrid PAPR reduction scheme with Huffman reduction based on chaos combined with SLM technique in optical OFDM IM/DD system," *Optical Fiber Tech.*, vol. 21, pp. 81-86, 2015.
- [89]. M. Wu, W. Way, "Fiber nonlinearity limitations in ultra-dense WDM systems," *Journ. Lightwave Tech.*, vol. 22, pp. 1483-1498, 2004.
- [90]. M. Zhao, K. Wang, J. Yu, C. Wang, J. Xiao, L. Zhao, M. Kong, J. Yu, "RoF-OFDM system within terahertz-wave frequency range from 350GHz to 510GHz," Proc. vol. 10946, Metro and Data Center Optical Networks and Short-Reach Links II, Feb. 2019.

- [91]. N. Cvijetic, "OFDM for Next-Generation Optical Access Networks," invited, *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 4, 2012.
- [92]. N. Cvijetic, D. Qian, J. Hu, "100Gb/s optical access based on optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 48, no. 7, pp. 70-77, Jul. 2010.
- [93]. N. Cvijetic, D. Qian, T. Wang, "10Gb/s Free-Space Optical Transmission using OFDM," Optical Fiber Comm. Conf./ National Fiber Optic Engineers Conf., OSA, paper OThD2, 2008.
- [94]. N. Fernando, Y. Hong, E. Viterbo, "Flip-OFDM for unipolar communication systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Nov. 2011.
- [95]. O. Owaki, M. Nakamura, "Compensation of optical nonlinear waveform distortion using neural-network based digital signal processing," *IEICE Commun. Express*, vol. 1, pp. 1-6, 2017.
- [96]. P. Medina, V. Almenar, J. Corral, "Evaluation of optical ZP-OFDM transmission performance in multimode fiber links," *Optics Express*, vol. 22, no. 1, pp. 1008-1017, 2014.
- [97]. P. Mitra, B. Stark, "Nonlinear limits to the information capacity of optical fibre communications," *Nature*, vol. 411, 2001.
- [98]. Q. Zhang, E. Hugues-Salas, R. Giddings, M. Wang, M. Tang, "Experimental demonstrations of record high REAM intensity modulator-enabled 19.25Gb/s real-time end-to-end dual-band optical OFDM colorless transmission over 25km SSMF IMDD systems," *Optics Express*, vol. 21, issue 7, pp. 9167-9179, 2013.
- [99]. R. Gupta, T. Kamal, P. Singh, "Performance of OFDM: FSO Communication System with Hybrid Channel Codes during Weak Turbulence," *J. Com. Netw. Comm.*, Article ID 13091, 2019.
- [100]. R. Hou, Y. Chen, J. Wu, H. Zhang, "A brief survey of optical wireless communication," the 13<sup>th</sup> Australasian Symposium on Parallel and Distributed Computing (AusPDC 2015), Jan. 2015.
- [101]. R. Hui, K. Demarest, C. Allen, "Cross-phase modulation in multispan WDM optical fiber systems," *Journ. Lightwave Tech.*, vol. 17, n. 6, pp. 1018-1026, 1999.
- [102]. S. Dimitrov, H. Hass, "Information Rate of OFDM-Based Optical Wireless Communication Systems With Nonlinear Distortion," *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 6, pp. 918-929, 2013.
- [103]. S. Dimitrov, H. Hass, "On the clipping noise in an ACO-OFDM optical wireless communication system," In Proc. of the IEEE Global Comm. Conf. (GLOBECOM), 2010.
- [104]. S. Jansen, I. Morita, N. Tadeka, H. Tanaka, "20 Gb/s OFDM transmission over 4160 km SSMF enabled by RF-pilot tone phase noise compensation," Conf. on

Optical Fiber Commun., 2007.

- [105]. S. Kumar, "Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications," Springer, 2011.
- [106]. S. Kumar, J. Shao, "Optical back propagation with optimal step size for fiber optic transmission systems," *IEEE Photon. Technol. Letters*, vol. 25, no. 5, pp. 523-526, 2013.
- [107]. S. L. Jansen, S. Spalter, G. D. Khoe, H. de Vaardt, H. E. Escobar, L. Marshall, M. Sher, "16x40 Gb/s over 800 km of SSMF using mid-link spectral inversion," *IEEE Photonic Tech. Letter*, vol. 16, pp. 1763-1765, 2004.
- [108]. S. Le, M. McCarthy, N. Suibhne, A. Ellis, S. Turitsyn, "Phase-conjugated pilots for fibre nonlinearity compensation in CO-OFDM transmission," *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 7, pp. 1308-1314, 2015.
- [109]. S. Mandelli, A. Gatto, M. Magarini, P. Boffi, P. Martelli, S. Pecorino, A. Spalvieri, "Phase noise impact on directly detected optical OFDM transmission in uncompensated links," 18<sup>th</sup> Inter. Conf. on Transparent Optical Networks (ICTON), Jul. 2016.
- [110]. S. Nezamalhosseini, L. Chen, Q. Zhuge, M. Malekiha, F. Marvasti, D. Plant, "Theoretical and experimental investigation of direct detection optical OFDM transmission using beat interference cancellation receiver," *Optics Express*, vol. 21, no. 13, pp. 15237-15246, 2013.
- [111]. S. Ramavath, R. Kshetrimayum, "Analytical calculations of CCDF for some common PAPR reduction techniques in OFDM systems," Inter. Conf. on Comm. Devices and Intelligents Systems (CODIS), 2012.
- [112]. S. Randel, D. Pileri, S. Chandrasekhar, G. Raybon, P. Winzer, "100 Gb/s discrete-multitone transmission over 80 km SSMF using single-sideband modulation with novel interference-cancellation scheme," European Conf. and Ex. on Optical Commun., 2015.
- [113]. S. T. Le et.al, "Demonstration of phase-conjugated subcarrier coding for fiber nonlinearity compensation in CO-OFDM transmission," *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 11,, pp. 2206-2212, 2015.
- [114]. S. T. Le, J. Prilepsky, S. Turitsyn, "Nonlinear inverse synthesis for high spectral efficiency transmission in optical fibers," *Optics Express*, vol. 22, no. 22, pp. 26720-26741, 2014.
- [115]. S. Watanabe, M. Shirasaki, "Exact compensation for both chromatic dispersion and Kerr effect in transmission fiber using optical phase conjugation," *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 14, pp. 243-248, 1996.
- [116]. S. Weinstein, "The history of orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 47, no. 11, pp-26-35, Now. 2009.

- [117]. S. Yang, Y. Wu, T. Wang, Y. Sun, R. Liu, "Grouped selected mapping for PAPR reduction in optical OFDM systems," *Asia Commun. & Photon. Conf.*, 2016.
- [118]. T. Alves, A. Cartaxo, "Analytical characterization of four wave mixing effect in direct-detection double-sideband OFDM optical transmission systems," *Optics Express*, vol. 22, no. 7, pp. 8589-8616, 2014.
- [119]. T. Kodama, A. Maruta, N. Wada, G. Cincotti, "Fixed-rate-breaking all-optical OFDM system using time-domain hybrid PAM with sparse subcarrier multiplexing and power-loading for optical short-reach transmission," *Optical Fiber Commun. Conf.*, Mar. 2020.
- [120]. T. Vahid, "High capacity phase/ amplitude modulated optical communication systems and nonlinear inter-channel impairments," Doctoral dissertation, University of Victoria, 2012.
- [121]. T. Xu, G. Jacobsen, S. Popov, J. Li, A. Friberg, Y. Zhang, "Phase noise mitigation in coherent transmission system using a pilot carrier," *Commun. and Photon. Conf. and Ex.*, 2011.
- [122]. U. Choudhary, V. Janyani, "Dual frame OFDM with optical phase conjugation for MIMO system in multimode fiber," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 52, no. 352, 2020.
- [123]. V. Vgenopoulou, A. Amari, M. Song, E. Pincemin, I. Roudas, Y. Jouuen, "Volterra-based nonlinear compensation in 400 Gb/s WDM multi-band coherent optical OFDM systems," *Asia Commun. Photon. Conf.*, paper AF1E.4, 2014.
- [124]. W. Peng, H. Takahashi, I. Morita, T. Tsuritani, "Per-symbol-based back propagation approach for PDM-CO-OFDM transmission systems," *Optics Express*, vol. 21, pp. 1547-1554, 2013.
- [125]. W. Peng, I. Morita, H. Tanaka, "Enabling high capacity direct-detection optical OFDM transmissions using beat interference cancellation receiver," *European Conf. and Ex. on Optical Commun.*, 2010.
- [126]. W. Sheih, X. Chen, "Information spectral efficiency and launch power density limits due to fiber nonlinearity for coherent optical OFDM systems," *IEEE Photonics Journ.*, vol. 3, no. 2, pp. 158-173, 2011.
- [127]. W. Shieh, C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 587-589, 2006.
- [128]. W. Shieh, H. Bao, Y. Tang, "Coherent optical OFDM: theory and design," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 841-859, 2008.
- [129]. W. Shieh, I. Djordjevic, "OFDM for optical communications," 1<sup>st</sup> edition, Elsevier, Oct. 2009.
- [130]. X. Li et al., "Companding transform for PAPR reduction in coherent OFDM

- system,” 21<sup>th</sup> Wireless and Optical Comm. Conf. (WOCC), 2012.
- [131]. X. Liang, S. Kumar, “Optical back propagation for fiber optic networks with hybrid EDFA Raman amplification,” *Optics Express*, vol. 25, no. 5, pp. 5031-5043, 2017.
- [132]. X. Liang, S. Kumar, J. Shao, “Ideal optical backpropagation of scalar NLSE using dispersion-decreasing fibers for WDM transmission,” *Optics Express*, vol. 21, no. 23, pp. 28668-28675, 2013.
- [133]. X. Liu, H. Luan, X. Lin, L. Bo, D. Bo, “SPM compensation for long-haul CO-OFDM systems with midlink optical phase conjugation,” *Int. Journ. Light and Electron Optics*, vol. 124, no. 14, pp. 1892-1896, 2013.
- [134]. X. Liu, R. Chraplyvy, P. Winzer, R. Tkach, S. Chandrasekhar, “Phase-conjugated twin waves for communication beyond the Kerr nonlinearity limit,” *Nature Photonics*, vol. 7, pp. 560-568, 2013.
- [135]. X. Yi, W. Shieh, Y. Ma, “Phase noise effects on high spectral efficiency coherent optical OFDM transmission,” *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 10, pp. 1309-1317, 2008.
- [136]. X. Zhang, P. Liu, J. Liu, S. Liu, “Advanced A-law employing nonlinear distortion reduction in O-OFDM systems,” IEEE/CIC Inter. Conf. on Comm. in China, 2015.
- [137]. X. Zhu, S. Kumar, “Nonlinear phase noise in coherent optical OFDM transmission systems,” *Optics Express*, vol. 18, no. 7, pp. 7347-7360, 2010.
- [138]. Y. Bao, Z. Li, J. Li, X. Feng, B. Guan, G. Li, “Nonlinearity mitigation for high-speed optical OFDM transmitter using digital pre-distortion,” *Optics Express*, vol. 21, no. 6, pp. 7354-7361, 2013.
- [139]. Y. Fu, X. Fang, X. Sui, L. Zhang, D. Ding, X. Gao, “One design of pseudo pilot to suppress the nonlinear interference in optical OFDM/OQAM system,” Inter. Conf. Comm. Software and Networks, China, 2020.
- [140]. Y. Geng et.al, “Terabit optical OFDM superchannel transmission via coherent carriers of a hybrid chip-scale soliton frequency comb,” *Optics Express*, vol. 43, no. 10, pp. 2406-2409, 2018.
- [141]. Y. Huang et. al, “Gaussian basis expansion phase noise suppression method for CO-OFDM systems,” *Optics Express*, vol. 28, no. 17, pp. 24343-24352, 2020.
- [142]. Y. London, D. Sadot, “Nonlinear Effects Mitigation in Coherent Optical OFDM System in Presence of High Peak Power,” *J. Light. Technol.*, vol. 29, no. 21, Nov. 2011.
- [143]. Y. Ma, P. So, E. Gunawan, “Performance analysis of OFDM systems for broadband power line communications under impulsive noise and multipath effects,”

- IEEE Trans. Power. Del.*, vol. 47, no. 1, pp.674-682, Apr. 2005.
- [144]. Y. Mandalawi, S. Yaakob, W. Adnan, M. Yaacob, Z. Zan, "Laser phase noise effect and reduction in self-homodyne optical OFDM transmission system," *Optics Letters*, vol. 44, no. 2, pp. 307-310, 2019.
- [145]. Y. Xiao, M. Chen, F. Li, J. Tang, Y. Liu, L. Chen, "PAPR reduction based on chaos combined with SML technique in optical OFDM IM/DD system," *Journ. Optical Fiber Technol.*, vol. 21, pp. 81-86, 2015.
- [146]. Y. Zhang, J. Ma, "Colorless beat interference cancellation receiver for the orthogonal polarized SSB-OFDM signal with reduced guard band", *Applied Optics*, vol. 55, no. 26, pp. 7371-7377, 2016.
- [147]. Y. Zhang, X. Wang, S. Zhao, "Performance analysis of FSO-OFDM airborne communication system over exponentiated Weibull atmospheric turbulence," *Fiber Optic Sensing and Optical Communication Conference*, vol. 10849, Dec. 2018.
- [148]. Y. Zheng, Z. Zhang, J. Dang, L. Wu, "A novel receiver for Flip-OFDM in optical wireless communication," *IEEE 16<sup>th</sup> Inter. Conf. on Communication Technology (ICCT)*, Oct. 2015.
- [149]. Z. Li et al., "SSBI mitigation and the Kramers-Kronig scheme in single-sideband direct-detection transmission with receiver-based electronic dispersion compensation," *Journ. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 10, pp. 1887-1893, 2017.
- [150]. Z. Li, M. Erkilinc, R. Maher, L. Galdino, K. Shi, B. Thomsen, P. Bayvel, R. Killey, "Two-stage linearization filter for direct-detection subcarrier modulation," *IEEE Photon. Technol. Letters*, vol. 28, no. 24, pp. 2838-2841, 2016.

