

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



PHẠM THỊ THÚY HIỀN

**NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP CẢI THIỆN HIỆU
NĂNG HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG QUANG
KHÔNG DÂY**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Hà Nội - 2016

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



PHẠM THỊ THÚY HIỀN

**NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP CẢI THIỆN HIỆU
NĂNG HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG QUANG
KHÔNG DÂY**

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 62.52.02.08

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC

1. PGS.TS. Bùi Trung Hiếu
2. TS. Vũ Tuấn Lâm

Hà Nội - 2016

LỜI CAM ĐOAN

Nghiên cứu sinh xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu của chính mình. Các số liệu, kết quả trong luận án là trung thực và chưa từng được công bố trong bất cứ công trình của bất kỳ tác giả nào khác. Tất cả các kế thừa của các tác giả khác đã được trích dẫn.

Người cam đoan

Phạm Thị Thúy Hiền

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu sinh xin bày tỏ sự biết ơn sâu sắc tới các Thầy hướng dẫn, PGS.TS. Bùi Trung Hiếu và TS. Vũ Tuấn Lâm, đã định hướng nghiên cứu và liên tục hướng dẫn nghiên cứu sinh thực hiện các nhiệm vụ nghiên cứu trong suốt quá trình thực hiện luận án này. Đặc biệt, sự hướng dẫn tận tình và những ý kiến quý báu từ PGS.TS. Bùi Trung Hiếu đã giúp nghiên cứu sinh rất nhiều trong việc hoàn thiện luận án.

Nghiên cứu sinh cũng xin bày tỏ sự biết ơn GS.TS. Phạm Tuấn Anh và các nhà khoa học thành viên Phòng thí nghiệm truyền thông máy tính, Đại học Aizu (Nhật Bản) đã hợp tác và hỗ trợ nghiên cứu sinh trong quá trình nghiên cứu cũng như công bố các kết quả nghiên cứu.

Nghiên cứu sinh bày tỏ lòng biết ơn Lãnh đạo Học viện, các thầy cô của Khoa Quốc tế và Đào tạo sau đại học, Khoa Viễn thông 1 tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông. Những hỗ trợ, động viên nghiên cứu của các cộng sự xin được chân thành ghi nhận.

Tác giả chân thành bày tỏ lòng cảm ơn tới gia đình đã kiên trì chia sẻ và động viên nghiên cứu sinh trong suốt quá trình thực hiện nội dung luận án.

Hà Nội, tháng 09 năm 2016.

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC	iii
THUẬT NGỮ VIẾT TẮT	vii
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU	x
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ	xiv
DANH MỤC CÁC BẢNG	xvii
MỞ ĐẦU	1
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU	6
1.1 HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG QUANG KHÔNG DÂY	6
1.1.1 Bộ phát.....	7
1.1.2 Kênh truyền dẫn khí quyển.....	8
1.1.3 Bộ thu.....	10
1.2 CÁC THAM SỐ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO	12
1.3 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO	13
1.4 CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN ĐẾN ĐỀ TÀI LUẬN ÁN .	15
1.4.1 Các công trình nghiên cứu trong nước	15
1.4.2 Các công trình nghiên cứu trên thế giới	16
1.4.2.1 Các nghiên cứu về mô hình hóa kênh FSO.....	16
1.4.2.2 Các nghiên cứu về đánh giá hiệu năng hệ thống FSO.....	18
1.4.2.3 Các nghiên cứu về giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO	18
1.5 NHẬN XÉT VỀ CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU CỦA CÁC TÁC GIẢ KHÁC VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU CỦA LUẬN ÁN	26
1.5.1 Nhận xét về công trình nghiên cứu của các tác giả khác.....	26
1.5.2 Hướng nghiên cứu của luận án	27

1.6 KẾT LUẬN CHƯƠNG 1	28
CHƯƠNG 2: MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN THÔNG QUANG KHÔNG DÂY	30
2.1 MỞ ĐẦU	30
2.2 SUY HAO ĐƯỜNG TRUYỀN	31
2.3 NHIỀU LOẠN KHÍ QUYỀN	34
2.3.1 Mô hình nhiễu loạn Log-chuẩn	37
2.3.2 Mô hình nhiễu loạn Gamma-Gamma	42
2.4 MÔ HÌNH PHA-ĐỈNH DO LỆCH HƯỚNG	46
2.5 MÔ HÌNH ẢNH HƯỞNG CỦA DẪN XUNG.....	48
2.6 MÔ HÌNH KÊNH KẾT HỢP BỔ SUNG THAM SỐ	50
2.7 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2.....	52
CHƯƠNG 3: CÁC GIẢI PHÁP CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐIỂM	53
3.1 HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐIỂM SỬ DỤNG CHUYỂN TIẾP.....	53
3.2 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO CHUYỂN TIẾP ĐIỆN	55
3.2.1 Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp điện.....	57
3.2.2 Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR.....	59
3.2.3 Tỷ lệ lỗi bit BER.....	59
3.2.4 Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp điện.....	61
3.3 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO CHUYỂN TIẾP QUANG.....	66
3.3.1 Hệ thống FSO hai chặng chuyển tiếp quang sử dụng OAF	67
3.3.2 Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR.....	68
3.3.3 Tỷ lệ lỗi bit BER.....	69
3.3.4 Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp quang.....	71
3.4 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐIỂM SỬ DỤNG GIẢI PHÁP KẾT HỢP	75
3.4.1 Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO	77
3.4.2 Hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO..	77

3.4.2.1	<i>Xác suất lỗi ký hiệu trong trường hợp sử dụng bộ kết hợp EGC</i>	77
3.4.2.2	<i>Xác suất lỗi ký hiệu trong trường hợp sử dụng bộ kết hợp MRC</i>	79
3.4.2.3	<i>Tỷ lệ lỗi bit BER</i>	80
3.4.3	Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp <i>M</i> -PPM và SIMO.....	81
3.5	KẾT LUẬN CHƯƠNG 3.....	84
CHƯƠNG 4:	ĐỀ XUẤT MÔ HÌNH VÀ GIẢI PHÁP CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐA ĐIỂM.....	85
4.1	HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐA ĐIỂM.....	85
4.2	CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO/CDMA SỬ DỤNG MWPPM.....	87
4.2.1	Kỹ thuật điều chế MWPPM.....	88
4.2.2	Mô hình hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM.....	89
4.2.3	Hiệu năng hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM.....	90
4.2.4	Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM.....	93
4.3	CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO/CDMA SỬ DỤNG CHUYỂN TIẾP.....	97
4.3.1	Mô hình hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp.....	98
4.3.2	Mã nguyên tố.....	100
4.3.3	Hiệu năng BER hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp.....	101
4.3.3.1	<i>Tỷ lệ lỗi bit BER</i>	101
4.3.3.2	<i>Xác suất lỗi chip cho chặng chuyển tiếp đầu tiên</i>	102
4.3.3.3	<i>Xác suất lỗi chip của chặng thứ m ($m = 2, 3, \dots, K_r + 1$)</i>	105
4.3.3.4	<i>Xác suất lỗi chip nguồn-đích</i>	105
4.3.3.5	<i>Kết quả khảo sát hiệu năng BER</i>	106
4.4	KẾT LUẬN CHƯƠNG 4.....	110
KẾT LUẬN	111

CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC ĐÃ CÔNG BỐ	113
TÀI LIỆU THAM KHẢO	115
PHỤ LỤC	132

THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
A		
AF	Amplify-and-Forward	Khuếch đại và chuyển tiếp
AND		
APD	Avalanche Photodiode	Đi-ốt quang thác
ASE	Amplified Spontaneous Emission	Nhiều phát xạ tự phát được khuếch đại
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiều Gauss trắng cộng
B		
BDF	Bit Detect-and-Forward	Tách và chuyển tiếp mức bit
BER	Bit Error Rate	Tỉ lệ lỗi bit
BPPM	Binary Pulse Position Modulation	Điều chế vị trí xung nhị phân
C		
CDF	Chip Detect-and-Forward	Tách và chuyển tiếp mức chip
CDMA	Code-Division Multiple-Access	Đa truy nhập phân chia theo mã
CEP	Chip Error Probability	Xác suất lỗi chip
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh
D		
DC		
DetF	Detect-and-Forward	Tách và chuyển tiếp
DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
DPIM	Digital Pulse Intensity Modulation	Điều chế cường độ xung số
E		
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	Khuếch đại quang pha tạp Erbium
EGC	Equal Gain Combining	Kết hợp độ lợi cân bằng
F		

FEC	Forward Error Correction	Sửa lỗi theo hướng phát
FSO	Free-Space Optics	Truyền thông quang không dây
I		
IM	Intensity Modulation	Điều chế cường độ
IR	Infrared	Hồng ngoại
ISI	Inter Symbol Interference	Nhiễu liên ký hiệu
L		
LAN	Local Area Network	Mạng nội bộ
LD	Laser Diode	Đi-ốt Laser
LDPC	Low-Density Parity-Check	Mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp
LED	Light Emitting Diode	Đi-ốt phát quang
LOS	Light Of Sight	Tầm nhìn thẳng
M		
MAI	Multiple Access Interference	Nhiễu đa truy nhập
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	Nhiều đầu vào nhiều đầu ra
MISO	Multiple-Input Single-Output	Nhiều đầu vào một đầu ra
MPPM	Multi-pulse Pulse Position Modulation	Điều chế vị trí xung đa xung
MRC	Maximal-Ratio Combining	Kết hợp tỷ số cực đại
MW-PPM	Multiwavelength Pulse Position Modulation	Điều chế vị trí xung đa xung đa bước sóng
MZI	Mach–Zehnder Interferometer	Giao thoa kế Mach–Zehnder
O		
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
OOK	On-Off Keying	Điều chế khóa đóng-mở

OPPM	Overlapped Pulse Position Modulation	Điều chế vị trí xung chồng lấn
P		
PAM	Pulse-Amplitude Modulation	Điều chế biên độ xung
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	Tỉ số công suất đỉnh trên công suất trung bình
PD	Photodiode	Diode tách quang
PPM	Pulse-Position Modulation	Điều chế vị trí xung
PWM	Pulse-Width Modulation	Điều chế độ rộng xung
Q		
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
R		
RC	Repetition Code	Mã hóa lặp
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
S		
SIM	Subcarrier Intensity Modulation	Điều chế cường độ sóng mang con
SIMO	Single-Input Multiple-Output	Một đầu vào nhiều đầu ra
SISO	Single-Input Single-Output	Một đầu vào một đầu ra
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
V		
VLC	Visible Light Communication	Truyền thông ánh sáng nhìn thấy
W		
WH/TS	Wavelength-Hopping/Time-Spreading	Nhảy bước sóng/Trải thời gian

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU

a	Bán kính thấu kính thu
A	Diện tích mặt thu của bộ thu
A_0	Tỷ lệ công suất thu được tại $r = 0$
$A_i(t)$	Biên độ trường quang của xung Gauss ở phía phát
$A_r(t)$	Biên độ trường quang nhận được ở phía thu
B	Số ký hiệu khi sử dụng W_s - M -MWPPM
$B_e(\Delta f)$	Băng thông hiệu dụng của bộ thu
B_0	Băng thông quang
C_n^2	Tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ
$d_{s,r}$	Khoảng cách giữa nút nguồn và nút chuyển tiếp
$d_{r,d}$	Khoảng cách từ nút chuyển tiếp đến nút đích
E	Điện trường
e	Điện tích điện tử
F	Độ dài từ mã
F_a	Hệ số nhiễu dư của APD
Hàm G	Hàm Meijer G
G_A	Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại quang
\bar{g}	Hệ số khuếch đại trung bình của APD
g_t	Trọng số bậc thứ t của đa thức Hermite
h	Tham số trạng thái kênh
h_l	Hệ số kênh đặc trưng cho ảnh hưởng của tổn hao
h_l^a	Hệ số kênh phản ánh tổn hao đường truyền
h_l^b	Hệ số kênh phản ánh tổn hao do dẫn xung
h_p	Hệ số kênh phản ánh tổn hao hình học và lệch hướng
h_a	Hệ số kênh phản ánh nhiễu loạn khí quyển
h_d	Hệ số kênh phản ánh nhiễu loạn kênh truyền của người dùng mong muốn
h_k	Hệ số kênh phản ánh nhiễu loạn kênh truyền của người dùng gây nhiễu thứ k
\tilde{h}	Hằng số Plank

I	Cường độ trường
K_r	Số nút chuyển tiếp
K	Độ Kenvin
$K_n(\cdot)$	Hàm Bessel sửa đổi loại 2 bậc n
k_B	Hằng số Boltzmann
k_s	Số sóng
L	Tổng khoảng cách truyền dẫn
L_0	Kích thước cỡ lớn của nhiễu loạn
l_0	Kích thước cỡ nhỏ của nhiễu loạn
M	Số mức điều chế
m_t	Các điểm cực 0
N	Số bộ tách sóng quang ở phía thu
n	Chỉ số khúc xạ
n_b	Nhiều nền
n_s	Dòng nhiễu
n_{sp}	Tham số phát xạ tự phát của bộ khuếch đại
P_A	Công suất nhiễu ASE
P_b	Công suất ánh sáng nền
P_c	Công suất trung bình trên mỗi chip
P_e	Xác suất lỗi ký hiệu từ nút nguồn đến nút đích
P_i	Xác suất lỗi ký hiệu ở mỗi chặng
P_n	Công suất nhiễu gây ra do dòng phân cực của laser
P_p	Công suất đỉnh của xung quang
P_t	Công suất phát trung bình của xung quang
P_{r-b}	Công suất thu trung bình của xung quang khi có dẫn xung
P_s	Công suất phát trung bình trên bit
p_s, p_h	Số nguyên tố đặc trưng cho chuỗi mã WH-TS
$Q(\cdot)$	Hàm Q
R_b	Tốc độ bit
R_L	Giá trị điện trở tải

r_m	Bán kính các hạt (sương mù, hơi nước...)
r	Độ lệch giữa tâm bộ thu và tâm vết búp sóng
r_{ex}	Tỉ số phân biệt
$S.I$	Chỉ số nhấp nháy
T_e	Nhiệt độ Kenvin
T_0	Nửa độ rộng của xung đầu vào tại mức biên độ 1/e
T_w	Khoảng thời gian ký hiệu
T_b	Độ rộng một bit
T_c	Khoảng thời gian chip
U	Số lượng người sử dụng
V	Dải tầm nhìn
W_s	Số bước sóng
W	Trọng số của mã
$\Gamma(.)$	Hàm Gamma
$\alpha_m(\lambda)$	Hệ số hấp thụ do hơi nước
α, β	Tham số hiệu dụng của môi trường truyền dẫn tán xạ
$\alpha_a(\lambda)$	Hệ số hấp thụ do phân tử khí
$\beta_m(\lambda)$	Hệ số tán xạ do hơi nước
$\beta_a(\lambda)$	Hệ số tán xạ do phân tử khí
$\gamma(\lambda)$	Hệ số suy hao
γ	Tỉ số giữa bán kính búp sóng quang tương đương tại bộ thu và độ lệch chuẩn của sự lệch hướng tại máy thu
$\kappa^{(u,v)}$	Tổng số xung nhiễu tại khe thời gian u và bước sóng λ_v
λ	Bước sóng
θ	Tham số quyết định mức độ ảnh hưởng của dẫn xung và suy giảm công suất đỉnh
ρ	Vectơ bán kính từ tâm búp sóng quang
ρ_0	Độ dài kết hợp
σ_x^2	Phương sai log-biên độ (tham số Rytov)
σ_I^2	Phương sai cường độ trường
σ_N^2	Phương sai chuẩn hóa

σ_s^2	Phương sai jitter tại phía thu
σ_s	Độ lệch chuẩn (lệch hướng thu - phát)
ω_z	Độ rộng búp sóng quang tại khoảng cách z
ω_0	Độ rộng búp sóng quang tại $z = 0$
ζ_s	Tham số kết hợp nguồn
ζ	Hệ số ion hóa
\mathfrak{R}	Đáp ứng của bộ tách quang

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Sơ đồ khối của hệ thống FSO.	6
Hình 1.2. Điều chế OOK nhị phân.....	7
Hình 1.3. Những thách thức của môi trường đối với hệ thống FSO [22].	13
Hình 2.1. Kênh khí quyển với các xoáy lốc hỗn loạn.	35
Hình 2.2. Hàm mật độ xác suất log-chuẩn với $E[I]=1$ cho một dải giá trị của σ_I^2 [55].	41
Hình 2.3. Hàm mật độ xác suất Gamma-Gamma cho ba chế độ nhiễu loạn khác nhau: yếu, trung bình và mạnh [55].	44
Hình 2.4. S/I theo phương sai log-cường độ với $C_n^2 = 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ và $\lambda = 850 \text{ nm}$ [55].	45
Hình 2.5. Giá trị của α và β với các chế độ nhiễu loạn khác nhau: yếu, trung bình, mạnh và bão hòa [55].	45
Hình 2.6. Mô hình lệch hướng giữa búp sóng quang và bộ thu.....	47
Hình 3.1. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp: (a) nối tiếp và (b) song song.....	54
Hình 3.2. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp nối tiếp sử dụng điều chế M-PPM [J3].	57
Hình 3.3. Mô hình kênh đa chặng tương đương và xác suất tách ký hiệu tại các chặng [J3].	60
Hình 3.4. BER theo tham số kết hợp nguồn với hệ thống sử dụng điều chế OOK, $P_s = 0 \text{ dBm}$, $L = 5 \text{ km}$, $K_r = 3$, $2a = 20 \text{ cm}$, $C_n^2 = 10^{-14}$ [J3].	63
Hình 3.5. BER theo tham số kết hợp nguồn với hệ thống sử dụng điều chế BPPM (OOK), $P_s = 0 \text{ dBm}$, $L = 5 \text{ km}$, $K_r = 3$, $\sigma_z = 20 \text{ cm}$, $C_n^2 = 5 \times 10^{-15}$ [J3].	64
Hình 3.6. BER theo tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ, $P_s = 0 \text{ dBm}$, $L = 2 \text{ km}$, $2a = 20 \text{ cm}$, $\sigma_s = 30 \text{ cm}$, $\zeta_s = 4000$ [J3].	64
Hình 3.7. Cụ ly truyền dẫn (tại $\text{BER} = 10^{-9}$) theo tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ với hệ thống sử dụng OOK, $P_s = 0 \text{ dBm}$, $2a = 20 \text{ cm}$, $\zeta_s = 4000$ [J3].	65

Hình 3.8. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp quang hai chặng sử dụng OAF [C4], [J4].....	67
Hình 3.9. BER theo P_s với $G_A = 10$ dB, $R_b = 1$ Gb/s, và $d_{sr} = d_{rd} = 1,5$ km [J4].	73
Hình 3.10. BER theo hệ số khuếch đại quang với $P_s = 0$ dBm, $R_b = 1$ Gb/s và $d_{sr} = d_{rd}$ [J4].....	73
Hình 3.11. BER theo P_s với $G_A = 10$ dB, $R_b = 1$ Gb/s, và $d_{sr} = d_{rd} = 1,5$ km [J4]. ...	74
Hình 3.12. BER theo G_A với $P_s = 0$ dBm, $R_b = 1$ Gb/s, và $d_{sr} = d_{rd} = 1,5$ km [J4]. ..	75
Hình 3.13. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO [C5].....	77
Hình 3.14. BER theo công suất phát trên bit của hệ thống FSO đơn chặng với $R_b = 1$ Gbit/s và $L = 5$ km [C5].	82
Hình 3.15. BER theo công suất phát trên bit của hệ thống FSO đơn/đa chặng với $R_b = 1$ Gbit/s và $L = 5$ km [C5].	82
Hình 3.16. BER hệ thống FSO đa chặng theo công suất phát trên bit với $P_s = 0$ dBm, $R_b = 1$ Gbit/s, $L = 5$ km và $K_r = 1$ [C5].	83
Hình 4.1. Mô hình tổng quát hệ thống FSO/CDMA.....	86
Hình 4.2. Các kỹ thuật điều chế: 4-WSK, 4-PPM và 2-2-MWPPM.	88
Hình 4.3. Nguyên lý điều chế 4-4-MWPPM.	88
Hình 4.4. Hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM: (a) bộ điều chế 2-2-MWPPM và (b) bộ giải điều chế 2-2-MWPPM [C7]	90
Hình 4.5. BER theo công suất phát/bit với $L=1,5$ km, $\bar{g} = 30$, $U = 32$ và $R_b = 1$ Gb/s [C7].....	95
Hình 4.6. BER theo cự ly tuyến L với $P_s = 0$ dBm, $\bar{g} = 30$, $U = 32$, và $R_b = 1$ Gb/s [C7].....	95
Hình 4.7. BER theo tốc độ bit với $P_s = 0$ dBm, $\bar{g} = 30$, $L = 1,5$ km, và $U = 32$ [C7].	96
Hình 4.8. Mô hình hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp [C6].....	99
Hình 4.9 Sơ đồ khối của a) máy phát; b) nút chuyển tiếp; c) máy thu trong hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp [J5].....	99

Hình 4.10. BER theo ngưỡng chuẩn hóa (D) với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, $L = 3$ km, $U = 4$ và $\{p_s; p_h\} = \{7; 7\}$ [J5].	107
Hình 4.11. BER theo số lượng người dùng tích cực (U) với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, $L = 3$ km và $K_r = 2$ [J5].	108
Hình 4.12. BER theo số lượng người dùng tích cực (U) với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, và $\{p_s; p_h\} = \{7; 7\}$ [J5].	108
Hình 4.13. BER theo cự ly truyền dẫn với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, và $\{p_s; p_h\} = \{7; 7\}$ [J5].	109
Hình 4.14. BER theo tốc độ bit/người dùng với công suất bit trung bình -5 dBm, $L = 4$ km, $U = 4$ và $\{p_s; p_h\} = \{7; 7\}$ [J5].	110

DANH MỤC CÁC BẢNG

Bảng 1.1. Một số loại nguồn quang dùng trong FSO [53].....	8
Bảng 1.2. Các bộ tách quang trong FSO [53]	11
Bảng 2.1. Bán kính và quá trình tán xạ của các hạt điển hình tại $\lambda = 850$ nm [53]	32
Bảng 2.2. Điều kiện thời tiết và các giá trị tầm nhìn [53].....	33
Bảng 3.1. Các thông số và hằng số hệ thống FSO chuyển tiếp điện.	62
Bảng 3.2. Các thông số và hằng số hệ thống FSO chuyển tiếp quang.....	72
Bảng 3.3. Các hằng số và tham số hệ thống.	81
Bảng 4.1: Các hằng số và giá trị tham số hệ thống.....	94
Bảng 4.2. Các mã WH và TS với $p_s = p_h = 5$	101
Bảng 4.3. Tham số hệ thống và hằng số.	106

MỞ ĐẦU

Truyền thông quang không dây là công nghệ sử dụng sóng mang quang để truyền tải số liệu qua không gian. Các ưu điểm mà hệ thống truyền thông quang không dây có được bao gồm tốc độ truyền bit cao, không bị ảnh hưởng của nhiễu điện từ, không yêu cầu xin cấp phép tần số, triển khai nhanh và linh hoạt, chi phí hiệu quả [141]. Trong những năm gần đây, cùng với các hướng nghiên cứu nhằm sử dụng hiệu quả tài nguyên sóng vô tuyến, truyền thông quang không dây đang nổi lên như là một công nghệ có thể phát triển cho các ứng dụng không dây băng rộng trong nhà và ngoài trời cho truyền thông tương lai [63].

Các hệ thống truyền thông quang không dây trong nhà điển hình bao gồm hệ thống truyền thông hồng ngoại (IR) và hệ thống truyền thông sử dụng bước sóng ánh sáng nhìn thấy (VLC). Tín hiệu có thể truyền từ bộ phát đến bộ thu qua đường nhìn thẳng (LOS) hoặc qua các đường gấp khúc tạo bởi sự phản xạ bề mặt. Do được triển khai trong nhà và cự ly truyền dẫn ngắn nên các hệ thống này ít chịu ảnh hưởng của môi trường không khí như suy hao phụ thuộc thời tiết, nhiễu loạn không khí, sự lệch hướng giữa bộ phát và bộ thu.

Các hệ thống truyền thông quang không dây (FSO – Free Space Optical) ngoài trời chỉ sử dụng các kết nối LOS trực tiếp từ bộ phát đến bộ thu. Do cự ly truyền dẫn xa, chịu ảnh hưởng nhiều của môi trường truyền dẫn ngoài trời nên việc triển khai hệ thống FSO vẫn còn hạn chế. Các tuyến FSO cự ly ngắn có thể sử dụng để thay thế cho các tuyến truyền dẫn vi ba nhằm cung cấp mạng truy nhập băng rộng cho các doanh nghiệp cũng như làm cầu nối giữa các mạng cục bộ (LANs) giữa các tòa nhà, kết nối backhaul cho các mạng di động, sử dụng làm đường kết nối thay thế tạm thời cho các tuyến cáp quang bị sự cố. Trong những năm gần đây, các nghiên cứu về khả năng triển khai FSO trong môi trường truy nhập kết nối tới người sử dụng, đặc biệt là những nơi xa/cách biệt với mật độ thuê bao thấp hoặc những nơi gặp khó khăn trong việc lắp đặt cáp, đang thu hút rất nhiều sự quan tâm nghiên cứu [91].

Để có thể đáp ứng yêu cầu truyền thông băng rộng, cự ly xa; hệ thống FSO cần vượt qua các thách thức đến từ những ảnh hưởng của môi trường không gian tự do như suy hao truyền dẫn lớn và phụ thuộc môi trường, thời tiết (sương mù, mưa, tuyết); sự thăng giáng cường độ tín hiệu và phân cực tín hiệu do các ảnh hưởng của nhiễu loạn không khí và sự lệch hướng. Ngoài ra còn có các ảnh hưởng của nhiễu và tạp âm tại các bộ phát/thu [28], [75], [79], [112], [152]. Do ảnh hưởng của các yếu tố nêu trên, hiệu năng của các hệ thống FSO còn bị hạn chế khi truyền dẫn số liệu tốc độ cao, cự ly xa. Chính vì thế, nghiên cứu sinh đã quyết định lựa chọn hướng “*Nghiên cứu giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống truyền thông quang không dây*” cho luận án của mình.

Trong luận án của mình, nghiên cứu sinh hướng tới xây dựng các mô hình toán học, chương trình tính toán để đánh giá hiệu năng hệ thống FSO với các tham số hệ thống và điều kiện đường truyền khác nhau. Các mô hình toán học và chương trình tính toán này sẽ là công cụ hỗ trợ cho những nghiên cứu tiếp theo, cho việc thiết kế, đánh giá tính khả thi và điều kiện hoạt động tin cậy của hệ thống FSO. Đây chính là ý nghĩa khoa học của luận án. Ý nghĩa thực tiễn mà nghiên cứu sinh hy vọng đạt được thể hiện ở các giải pháp mà luận án đưa ra nhằm cải thiện hiệu năng, cụ thể là tăng cự ly và dung lượng của các hệ thống FSO, từ đó góp phần thúc đẩy quá trình triển khai ứng dụng công nghệ FSO trong mạng truy nhập.

Mục tiêu chính mà luận án hướng tới là nghiên cứu tìm kiếm các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống truyền thông quang không dây dưới ảnh hưởng của môi trường truyền dẫn khí quyển (suy hao, nhiễu loạn...) và các loại nhiễu. Để đạt được mục tiêu chính này, luận án phải xây dựng được mô hình giải tích để mô hình hóa kênh truyền khí quyển và khảo sát hiệu năng hệ thống truyền thông quang không dây sử dụng các kỹ thuật cải thiện hiệu năng đã đề xuất.

Đối tượng nghiên cứu của luận án là hệ thống truyền thông quang không dây và hiệu năng của hệ thống này. Phạm vi nghiên cứu giới hạn với các hệ thống truyền thông quang không dây ngoài trời. Đồng thời, các hệ thống được nghiên cứu trong kịch bản truyền thông đơn hướng. Điều đó có nghĩa là hệ thống FSO hai hướng sẽ

bao gồm hai hệ thống FSO đơn hướng độc lập nhau. Tham số hiệu năng của hệ thống được đánh giá, khảo sát trong luận án này là tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) và tỉ lệ lỗi bit (BER).

Để đạt được mục tiêu nghiên cứu nêu trên, các nhiệm vụ nghiên cứu trong quá trình thực hiện luận án được xác định bao gồm: *(1) nghiên cứu tổng quan về FSO, (2) đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO* và *(3) kiểm chứng các giải pháp đã đề xuất*. Cụ thể, trong phần tổng quan về hệ thống FSO, nghiên cứu sinh tập trung khảo sát, phân tích và đánh giá các kết quả nghiên cứu của các tác giả đi trước liên quan đến hiệu năng hệ thống FSO để rút ra những hạn chế và phát hiện hướng nghiên cứu của mình. Tiếp theo, nghiên cứu sinh đề xuất ý tưởng về các giải pháp cải thiện hiệu năng và từ đó nghiên cứu xây dựng các giải pháp nâng cao hiệu năng dựa trên các ý tưởng khả thi. Cuối cùng, nghiên cứu sinh sẽ tiến hành kiểm chứng các giải pháp đã nghiên cứu xây dựng dựa trên mô hình giải tích. Tuy nhiên, các mô hình giải tích được các tác giả khác đề xuất và sử dụng chưa cho phép đánh giá đầy đủ ảnh hưởng của một số tham số của hệ thống lên hiệu năng. Do đó, nhiệm vụ kéo theo là xây dựng công cụ để kiểm chứng. Thực hiện nhiệm vụ này, nghiên cứu sinh đã nghiên cứu đề xuất mô hình kênh truyền bổ sung tham số và các mô hình giải tích dùng trong khảo sát đánh giá.

Trên cơ sở các nhiệm vụ nghiên cứu đã nêu ở trên, phương pháp nghiên cứu được sử dụng trong luận án là nghiên cứu lý thuyết dựa trên mô hình giải tích với các công cụ toán học kết hợp với mô phỏng. Cụ thể, phương pháp nghiên cứu lý thuyết được sử dụng cho các nghiên cứu về nguyên lý hoạt động của các phần tử trong hệ thống FSO như điều chế/giải điều chế, phát/thu quang, tách tín hiệu và mô hình kênh FSO. Phương pháp nghiên cứu lý thuyết kết hợp với công cụ phần mềm được sử dụng trong việc khảo sát, đánh giá hiệu năng các hệ thống FSO.

Với các mục tiêu và nhiệm vụ nghiên cứu đã nêu ở trên, các kết quả nghiên cứu của luận án sẽ được bố cục thành bốn chương với các nội dung chính như sau:

Chương 1 với tiêu đề “*Tổng quan về vấn đề nghiên cứu*” trình bày về mô hình, các phần tử và nguyên lý hoạt động của hệ thống truyền thông quang không dây

FSO. Các tham số hiệu năng và các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống FSO cũng được giới thiệu trong chương này. Nội dung chính của chương sẽ tập trung khảo sát các nghiên cứu liên quan đến hiệu năng hệ thống FSO để từ đó tìm ra các hạn chế của các nghiên cứu trước đây và đề xuất hướng nghiên cứu, phạm vi nghiên cứu cũng như phương thức tiếp cận của luận án. Một phần nội dung trình bày trong Chương 1 liên quan đến khảo sát các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO đã được công bố tại hội nghị quốc tế về các công nghệ tiên tiến trong truyền thông IEEE ATC 2014 [C1].

Chương 2 với tiêu đề “*Mô hình kênh truyền thông quang không dây*” trình bày về khái niệm và mô hình giải tích của các tham số kênh truyền như tổn hao, nhiễu loạn khí quyển và lệch hướng. Đóng góp mới của luận án trong chương này là đề xuất bổ sung tham số mới vào mô hình kênh hiện tại nhằm đưa ra mô hình kênh kết hợp phản ánh ảnh hưởng của sự dẫn xung tín hiệu. Mô hình kênh kết hợp này có tính thực tế cao hơn và có khả năng phản ánh một cách đầy đủ hơn các ảnh hưởng của kênh truyền. Một phần nội dung của Chương 2 liên quan đến mô hình kênh kết hợp đã được công bố trong 01 bài báo đăng trên *tạp chí Điện tử - Truyền thông* xuất bản bởi Hội Vô tuyến Điện tử Việt Nam (REV-JEC 2012) [J1], 01 bài báo đăng trên *tạp chí Khoa học và Công nghệ - Viện hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam* [J2] và báo cáo tại các hội nghị quốc tế về các công nghệ tiên tiến trong truyền thông IEEE ATC 2012 [C2], IEEE/CIC ICC 2013 [C3] và IEEE APCC 2012 [C7].

Chương 3 với tiêu đề “*Các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm*” trình bày phương pháp xây dựng các mô hình giải tích nhằm khảo sát hiệu năng các hệ thống FSO điểm-điểm sử dụng chuyển tiếp, bao gồm hệ thống FSO chuyển tiếp điện và hệ thống FSO chuyển tiếp quang. Đặc biệt, đóng góp của luận án trong chương này là đề xuất sử dụng kết hợp kỹ thuật chuyển tiếp với phân tập không gian và điều chế vị trí xung (PPM) nhằm cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm. Các đóng góp của luận án được trình bày trong chương này đã được công bố trong 02 bài báo: 01 bài báo đăng trên tạp chí quốc tế ISI (*IET Communications*, Vol. 8, Issue 10, pp. 1762-1768, July 2014) [J3] và 01 bài báo

đăng trên *tạp chí Khoa học và Công nghệ* - Viện hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam [J4]. Ngoài ra, các nội dung của chương này cũng đã được công bố tại 04 hội nghị khoa học quốc tế bao gồm: IEEE/CIC ICC 2013; IEEE ICP 2013 [C4]; [C3] IEEE WICT 2013 [C5] và IEEE ATC 2013 [C8].

Chương 4 với tiêu đề “**Đề xuất mô hình và giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-đa điểm**” tập trung trình bày về mô hình hệ thống FSO điểm-đa điểm sử dụng kỹ thuật đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) nhằm ứng dụng trong mạng truy nhập để hỗ trợ nhiều người sử dụng. Hai giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO/CDMA được đề xuất trong chương này là kỹ thuật điều chế vị trí xung đa bước sóng (MW-PPM) và kỹ thuật chuyển tiếp. Các đóng góp của luận án trong chương này đã được công bố trong 01 bài báo đăng trên tạp chí quốc tế ISI (*IET Optoelectronics, Special Issue on Optical Wireless Communications*, 2015) [J5] và 02 bài báo tại hội nghị khoa học quốc tế IEEE/IET CSNDSP 2014 [C6] và IEEE APCC 2012 [C7].

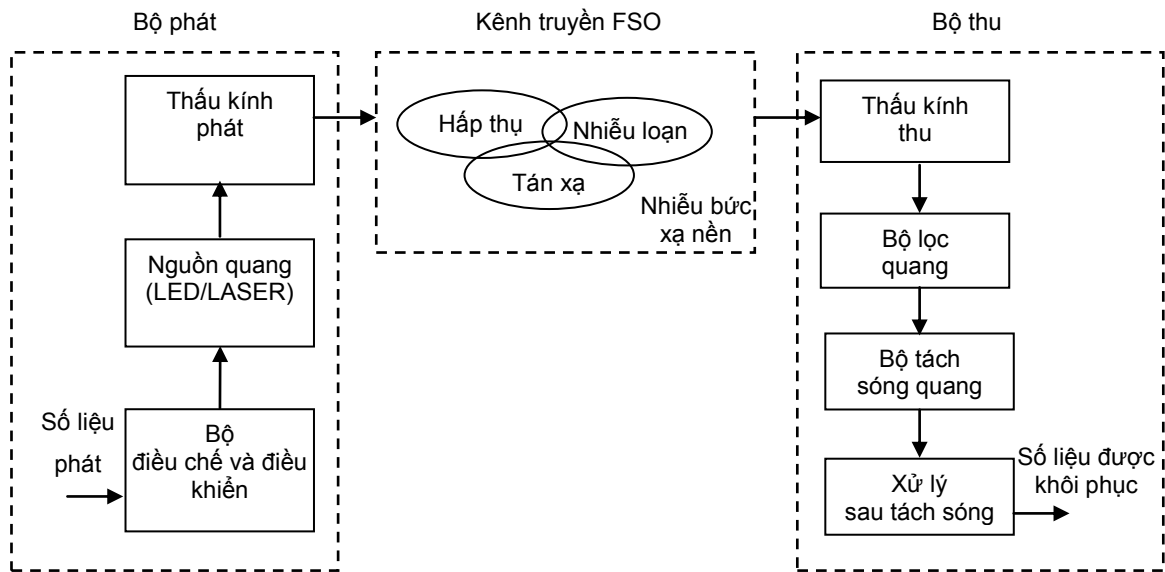
Trong phần **Kết luận**, luận án tóm tắt các kết quả nghiên cứu chính của luận án cùng với những bàn luận xung quanh đóng góp mới cả về ưu điểm và hạn chế từ đó đưa ra những gợi mở cần tiếp tục nghiên cứu.

CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU

Tóm tắt⁽¹⁾: Nội dung của chương trình bày về mô hình, các phần tử và nguyên lý hoạt động của hệ thống truyền thông quang không dây. Các tham số hiệu năng và các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống FSO cũng được giới thiệu trong chương này. Nội dung chính của chương sẽ tập trung khảo sát các nghiên cứu liên quan đến hiệu năng hệ thống FSO để từ đó tìm ra các hạn chế của các nghiên cứu trước đây và đề xuất hướng nghiên cứu, phạm vi nghiên cứu và phương thức tiếp cận của luận án.

1.1 HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG QUANG KHÔNG DÂY

Giống như bất kỳ một hệ thống truyền thông nào, hệ thống FSO gồm ba phần: bộ phát, kênh truyền và bộ thu. Sơ đồ khối của một tuyến FSO điển hình được thể hiện trên Hình 1.1.



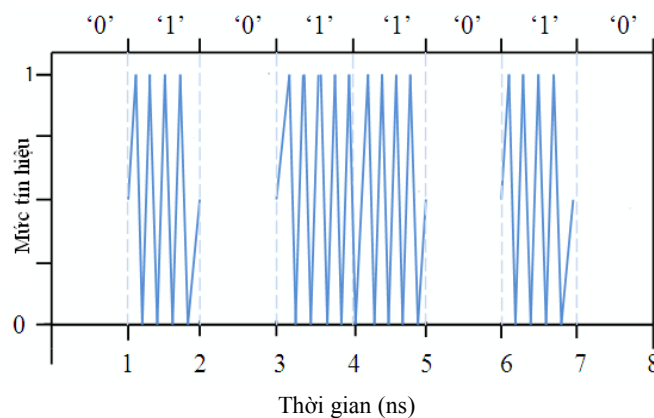
Hình 1.1. Sơ đồ khối của hệ thống FSO.

¹ Một phần nội dung của Chương 1 đã được công bố trong báo cáo tại Hội nghị quốc tế IEEE ATC 2014 [C1].

1.1.1 Bộ phát

Bộ phát có nhiệm vụ chính là điều chế dữ liệu băng gốc thành tín hiệu quang sau đó truyền qua không gian tới bộ thu. Phương thức điều chế được sử dụng rộng rãi tại bộ phát là điều chế cường độ (IM), trong đó cường độ phát xạ của nguồn quang được điều chế bởi số liệu cần truyền đi. Ngoài ra, có thể sử dụng phương thức điều chế ngoài. Việc sử dụng một bộ điều chế ngoài nhằm đảm bảo tốc độ dữ liệu đạt được cao hơn so với bộ điều chế trực tiếp. Các thuộc tính khác của trường bức xạ quang như pha, tần số và trạng thái phân cực cũng có thể được sử dụng để điều chế cùng với dữ liệu/thông tin thông qua việc sử dụng bộ điều chế ngoài. Tín hiệu sau điều chế từ nguồn quang (LED hoặc LASER) được tập hợp bởi một thấu kính và phát qua môi trường khí quyển tới phía thu. Một số loại nguồn quang sử dụng phổ biến trong các hệ thống FSO được liệt kê trong Bảng 1.1.

Hiện nay, hầu hết các hệ thống FSO đều sử dụng phương pháp điều chế khóa đóng mở (OOK) vì tính đơn giản của nó. Sự đơn giản của OOK được thể hiện ở sự có hay không có sóng mang truyền đi, tương ứng với bit dữ liệu đầu vào là “1” hay “0”. Một ví dụ về kỹ thuật điều chế này được thể hiện trong Hình 1.2. Trong đó, bit 0 được biểu diễn bằng sóng mang “off” (biên độ sóng mang giảm về gần bằng 0), bit 1 được biểu diễn bằng sóng mang “on” (biên độ xác định khác không).



Hình 1.2. Điều chế OOK nhị phân.

Bảng 1.1. Một số loại nguồn quang dùng trong FSO [52].

Loại nguồn quang		Bước sóng (nm)	Đặc điểm
LD	Phát xạ mặt khoang cộng hưởng dọc	~850	Rẻ và có tính khả dụng
			Không có hoạt động làm mát, mật độ công suất thấp, tốc độ lên tới ~10 Gbit/s
	Fabry-Perot	~1300/~1550	Thời gian sống lâu
			Tiêu chuẩn an toàn cho mắt thấp hơn
			Mật độ công suất cao hơn 50 lần (100 nW/cm ²)
			Tương thích với bộ khuếch đại EDFA
			Tốc độ cao, lên tới 40 Gbit/s
	Độ dốc hiệu quả 0,03-0,2 W/A		
	Thác lượng tử	~10000	Đắt tiền và tương đối mới
			Rất nhanh và độ nhạy cao
			Truyền dẫn trong sương mù tốt hơn
			Thành phần chế tạo không có sẵn
			Không thâm nhập qua thủy tinh
	LED	Hồng ngoại gần	Rẻ hơn
			Mạch điều khiển đơn giản
Công suất và tốc độ dữ liệu thấp hơn			

1.1.2 Kênh truyền dẫn khí quyển

Kênh truyền dẫn quang của hệ thống FSO khác so với kênh nhiễu Gauss thông thường, vì trong truyền dẫn quang, tín hiệu đầu vào kênh $x(t)$ thể hiện công suất chứ không phải biên độ. Điều này dẫn đến hai đặc trưng của tín hiệu phát [52]:

- i) Tín hiệu $x(t)$ không âm;
- ii) Giá trị trung bình của $x(t)$ không vượt quá công suất tối đa quy định P_{max}

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \leq P_{\max} \quad (1.1)$$

Kênh truyền FSO chứa các phân tử khí, các hạt bụi, khói và có những hình thái thời tiết khác nhau như mưa, sương mù,... Lượng mưa trong khí quyển phụ thuộc vào vị trí địa lý của từng vùng và theo từng mùa. Mật độ của các hạt cao nhất khi ở gần bề mặt trái đất và giảm khi tăng độ cao lên đến tầng điện ly. Do đó, bầu khí quyển là một môi trường không đồng nhất, trường quang khi truyền qua bầu khí quyển sẽ bị tán xạ hoặc bị hấp thụ dẫn đến suy giảm công suất.

Một điểm quan trọng khác của kênh truyền FSO là tính nhiễu loạn. Khi ánh sáng từ mặt trời chiếu xuống trái đất, các tia bức xạ bị hấp thụ và làm nóng bề mặt trái đất. Sự nóng bề mặt này tạo nên sự không đồng nhất trong không khí khi mà các vùng nóng, lạnh gặp nhau gây ra sự thay đổi về chiết suất, mật độ theo không gian và thời gian. Nhiễu loạn khí quyển phụ thuộc vào áp suất khí quyển/độ cao, tốc độ gió và sự biến thiên của chỉ số khúc xạ do nhiệt độ không đồng nhất. Các ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển bao gồm:

- Lệch chùm tia: độ lệch của chùm tia (búp sóng quang) so với đường truyền thẳng (LOS) gây ra mất tín hiệu tại máy thu.
- Hình ảnh ‘nhảy múa’: cường độ đỉnh của tín hiệu quang thu được di chuyển trong mặt phẳng thu do sự thay đổi góc đến của các chùm tia.
- Trải rộng chùm tia: độ phân kỳ của chùm tia tăng do tán xạ dẫn đến giảm mật độ công suất thu.
- Nhấp nháy: sự thay đổi mật độ công suất ở các vị trí khác nhau tại mặt phẳng thu gây ra bởi giao thoa trong các chùm quang.
- Giảm sự kết hợp không gian: nhiễu loạn khí quyển cũng gây ra suy giảm sự kết hợp pha dọc theo mặt phẳng pha của chùm tia. Điều này đặc biệt ảnh hưởng tới máy thu coherent.
- Thay đổi phân cực: đây là kết quả từ những thay đổi trạng thái phân cực của trường quang thu được sau khi truyền qua môi trường nhiễu loạn. Tuy nhiên, với trường quang truyền theo phương ngang, sự thay đổi phân cực là không đáng kể.

Với những phân tích trên ta có thể thấy rằng kênh truyền khí quyển gây ra những tác động như suy hao tín hiệu phát (tổn hao công suất), tác động đến tính ổn định của tín hiệu thu (hiệu ứng nhiễu loạn). Rõ ràng, sự biến đổi của môi trường truyền là một thách thức không nhỏ cho việc tính toán và mô phỏng kênh truyền.

1.1.3 Bộ thu

Tại phía thu, trường quang được tập trung lại và được tách, cùng với sự xuất hiện của nhiễu, méo tín hiệu, và bức xạ nền. Tại phía thu, các tham số quan trọng là kích thước thấu kính thu và công suất thu, những tham số này xác định lượng ánh sáng được tập trung vào bộ tách quang. Trong các hệ thống quang, công suất tín hiệu điện thu được tỉ lệ thuận với A^2 trong khi đó phương sai của nhiễu lượng tử lại tỉ lệ thuận với A , (A là diện tích mặt thu của bộ thu). Do đó, đối với hệ thống quang giới hạn nhiễu lượng tử, SNR tỉ lệ thuận với A . Điều này cho thấy rằng với một mức công suất phát, nếu sử dụng bộ thu có kích thước lớn thì SNR của bộ thu sẽ tăng. Tuy nhiên, khi tăng A thì điện dung của bộ thu cũng tăng, làm giới hạn băng thông của máy thu.

Bộ thu hỗ trợ việc khôi phục các dữ liệu đã được phát đi từ phía phát sau khi đã chịu ảnh hưởng từ môi trường. Các phần tử chính trong bộ thu bao gồm:

- **Phân tử thu tín hiệu quang** có chức năng tập hợp và tập trung các phát xạ quang tới bộ tách sóng quang. Khẩu độ của bộ thu lớn sẽ giúp tập hợp được nhiều phát xạ quang vào bộ tách sóng quang.
- **Bộ lọc thông dải quang** được sử dụng với mục đích làm giảm lượng bức xạ nền.
- **Bộ tách sóng quang** PIN hoặc APD chuyển đổi trường quang đến thành tín hiệu điện. Các bộ tách sóng quang thường được dùng trong các hệ thống truyền thông quang hiện nay được tóm tắt trong Bảng 1.2.
- **Mạch xử lý tín hiệu** có chức năng khuếch đại, lọc và xử lý tín hiệu điện để đảm bảo tính chính xác cao của số liệu được khôi phục.

Bảng 1.2. Các bộ tách quang trong FSO [52].

Loại cấu trúc	Vật liệu	Bước sóng (nm)	Đáp ứng (W/A)	Độ nhạy	Độ lợi
PIN	Silic	300 – 1100	0,5	-34 dBm tại tốc độ 155 Mb/s	1
	Silic (với bộ khuếch đại phối hợp trở kháng)	300 – 1100	0,5	-26 dBm tại tốc độ 1,25 Gb/s	1
	InGaAs	1000 – 1700	0,9	-46 dBm tại tốc độ 155 Mb/s	1
APD	Silicon	400 – 1000	77	-52 dBm tại tốc độ 155 Mb/s	150
	InGaAs	1000 – 1700	9	-33 dBm tại tốc độ 1,25 Gb/s	10

Quá trình tách tín hiệu phía thu cơ bản được chia ra làm hai loại:

- **Tách sóng trực tiếp** sử dụng cường độ hoặc công suất của bức xạ quang đến bộ thu để tách tín hiệu. Do vậy, cường độ dòng điện tín hiệu ra của bộ tách quang (PD) sẽ tỉ lệ với công suất quang đến. Cách xử lý tín hiệu này rất đơn giản và phù hợp với hầu hết các hệ thống quang sử dụng điều chế cường độ.
- **Tách sóng coherent** hoạt động dựa trên hiện tượng trộn các sóng ánh sáng. Trường tín hiệu quang tới được trộn với một trường tín hiệu quang khác được tạo ở phía thu trên bề mặt của PD. Bộ thu coherent có thể được chia ra làm hai loại là bộ thu homodyne và heterodyne. Ở bộ thu homodyne, tần số của bộ dao động nội trùng chính xác với tần số của ánh sáng tới trong khi với bộ thu heterodyne, hai tần số này khác nhau. Mặt khác, không giống với quá trình tách coherent trong hệ thống RF, tín hiệu đầu ra của bộ dao động nội trong các bộ thu quang coherent không cần thiết phải cùng pha với tín hiệu đến. Các ưu điểm của bộ thu coherent là dễ dàng khuếch đại tại tần số trung tần và tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) có thể tăng khi mà công suất của bộ dao động nội tăng lên.

Quá trình tách các trường quang bị tác động bởi nhiều loại nguồn nhiễu khác nhau xuất hiện tại bộ thu. Ba loại nguồn nhiễu chủ yếu trong truyền thông FSO là nhiễu do ánh sáng nền, nhiễu do bộ tách quang gây ra và nhiễu nhiệt trong mạch điện tử. Mặc dù bức xạ nền có thể được hạn chế bằng cách sử dụng bộ lọc quang nó

vẫn gây ra nhiễu đáng kể trong quá trình tách tín hiệu. Nhiễu lượng tử của bộ tách quang bắt nguồn từ sự ngẫu nhiên của quá trình chuyển đổi quang điện. Nhiễu nhiệt có thể được mô hình hóa dưới dạng nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN) có mật độ phổ tỷ lệ thuận với nhiệt độ bộ thu.

1.2 CÁC THAM SỐ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO

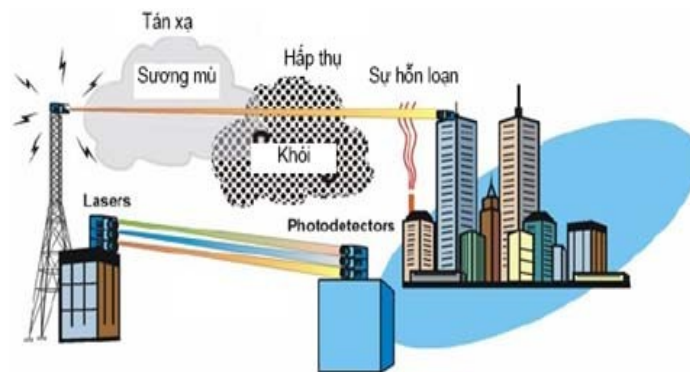
Hiệu năng của hệ thống truyền dẫn có thể biểu diễn và đánh giá thông qua nhiều tham số khác nhau. Khi đánh giá hiệu năng hệ thống truyền dẫn dưới ảnh hưởng của các tham số ở lớp vật lý như suy hao, pha-đỉnh, tạp âm, nhiễu, méo..., hiệu năng hệ thống truyền dẫn thường được đánh giá thông qua các tham số là tỉ lệ lỗi bit (BER) và dung lượng kênh (C), xác suất/dung lượng dưới ngưỡng (outage). Giá trị của tất cả các tham số hiệu năng vừa nêu đều phụ thuộc vào một tham số rất quan trọng là tỉ số tín hiệu trên nhiễu, được ký hiệu là SNR.

- **Tỉ số tín hiệu trên nhiễu SNR** là tỉ số giữa công suất tín hiệu mong muốn thu được và công suất tín hiệu gây nhiễu. Rõ ràng, một hệ thống có SNR lớn sẽ có hiệu năng tốt, có nghĩa là hệ thống sẽ có BER nhỏ, dung lượng lớn. SNR phụ thuộc vào công suất tín hiệu thu được tại bộ thu, do đó, sẽ được quyết định bởi cự ly truyền dẫn của hệ thống, băng thông truyền dẫn và các tham số đường truyền FSO như suy hao, nhiễu loạn và lệch hướng.
- **Tỉ lệ lỗi bit BER** được xác định tại bộ thu, là tỉ số giữa số bit thu bị lỗi trên tổng số bit được phát đi trong một khoảng thời gian xác định. Việc xác định BER của các hệ thống truyền thông số thực tế (hay thực nghiệm) thường được thực hiện nhờ máy đo BER. Trong nghiên cứu, BER thường được xác định theo hai cách (1) dựa trên tính toán lý thuyết thông qua các mô hình toán học và (2) dựa trên mô phỏng.
- **Dung lượng kênh C** là giới hạn trên của lượng thông tin mà hệ thống có thể truyền tải qua kênh truyền thông. Tương tự như BER, dung lượng hệ thống cũng là hàm số của SNR, phụ thuộc vào công suất tín hiệu, công suất nhiễu, kiểu điều chế và tách sóng.

- **Xác suất dưới ngưỡng** được định nghĩa là xác suất mà hệ thống không thể đáp ứng được một yêu cầu xác định ví dụ như tốc độ bit hoặc dung lượng. Vì các tham số tốc độ bit và dung lượng đều phụ thuộc vào SNR, xác suất dưới ngưỡng có thể coi như xác suất mà SNR của hệ thống nhỏ hơn một giá trị ngưỡng xác định.

1.3 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO

Giới hạn về hiệu năng của hệ thống FSO chủ yếu do môi trường truyền dẫn gây ra. Ngoài việc tuyết và mưa có thể làm cản trở đường truyền quang, hệ thống FSO còn chịu ảnh hưởng mạnh bởi sương mù và sự nhiễu loạn không khí. Những thách thức chính trong việc thiết kế và triển khai các hệ thống FSO đến từ môi trường truyền dẫn được tổng kết trong Hình 1.3.



Hình 1.3. Những thách thức của môi trường đối với hệ thống FSO [22].

a) Sương mù

Sương mù là thách thức chính đối với truyền thông quang không dây. Sương mù do hơi nước được tập hợp từ những giọt nước nhỏ có đường kính vài trăm micro mét nhưng có thể làm thay đổi đặc tính truyền lan của ánh sáng hoặc ngăn cản hoàn toàn sự truyền lan của ánh sáng thông qua sự kết hợp của các hiện tượng hấp thụ, tán xạ và phản xạ. Điều này có thể dẫn đến sự suy giảm mật độ công suất của búp sóng phát, giảm cự ly hoạt động của tuyến FSO.

b) Sự nhấp nháy

Sự nhấp nháy là sự biến đổi của cường độ ánh sáng tại điểm thu gây ra bởi sự nhiễu loạn không khí. Gió và sự thay đổi nhiệt độ tạo ra những túi khí có mật độ thay đổi nhanh dẫn tới sự thay đổi nhanh chỉ số khúc xạ, đó chính là nguyên nhân gây ra sự nhiễu loạn. Các túi khí này đóng vai trò như những thấu kính có đặc tính thay đổi theo thời gian và làm tỷ lệ lỗi bit của các hệ thống FSO tăng mạnh, đặc biệt là khi có ánh sáng mặt trời.

c) Sự lệch hướng

Yêu cầu giữ thẳng hướng giữa bộ phát và bộ thu là rất quan trọng nhằm đảm bảo sự thành công của việc truyền tín hiệu. Đây thực sự là vấn đề phức tạp khi sử dụng búp sóng hẹp phân tán góc và truyền dẫn trong tầm nhìn thẳng. Có một số nguyên nhân cơ bản gây ra sự lệch hướng phát-thu trong các hệ thống FSO như sau:

- Sự trôi búp sóng quang có thể gây ra sự lệch hướng. Sự trôi búp xảy ra khi luồng gió hỗn loạn (gió xoáy) lớn hơn đường kính của búp sóng quang gây ra sự dịch chuyển chậm nhưng đáng kể của búp sóng quang. Sự trôi búp cũng có thể là kết quả của các hoạt động địa chấn gây ra sự dịch chuyển tương đối giữa vị trí của bộ phát và bộ thu quang.
- Sự dẫn nhiệt của các phần khung đỡ thấu kính phát và thu hoặc những trận động đất yếu có thể gây ra sự lệch hướng. Trong khi sự dẫn nhiệt có đặc tính chu kỳ theo ngày hoặc mùa thì động đất lại không thể dự đoán được.
- Một nguyên nhân gây ra sự lệch hướng nữa là gió, đặc biệt khi các thiết bị thu phát được đặt trên các tòa nhà cao. Sự dao động của tòa nhà là một quá trình ngẫu nhiên làm ảnh hưởng đến hiệu năng của hệ thống và gây ra lỗi.

d) Nhiễu trong hệ thống FSO

Khả năng tách sóng một tín hiệu tới của một bộ tách sóng quang bị hạn chế bởi các sự thăng giáng của tín hiệu và nhiễu. Nếu công suất tín hiệu nhỏ hơn công suất nhiễu, các tín hiệu sẽ không thể được phân biệt một cách rõ ràng. Hai loại nguồn nhiễu quan trọng nhất trong bộ thu quang là nhiễu lượng tử do tính chất ngẫu nhiên của quá trình chuyển đổi photon thành điện tử và nhiễu nhiệt. Một loại nhiễu

khác liên quan tới sự tách sóng của quá trình bức xạ quang là nhiều dòng tới và nhiều nèn, có thể gây ra những tác động có hại trong các hệ thống FSO.

1.4 CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN ĐẾN ĐỀ TÀI LUẬN ÁN

1.4.1 Các công trình nghiên cứu trong nước

Ở Việt Nam theo như tìm hiểu của nghiên cứu sinh, số lượng các kết quả nghiên cứu về các vấn đề liên quan đến hệ thống FSO còn rất hạn chế. Dưới đây là những nghiên cứu điển hình đã có kết quả công bố:

Nghiên cứu về bộ thu trong truyền thông hồng ngoại không dây dựa trên mạng nơron được thực hiện bởi nhóm tác giả thuộc Đại học công nghiệp và Đại học Khoa học tự nhiên TP Hồ Chí Minh [3]. Mặc dù cùng là truyền thông quang không dây nhưng truyền thông hồng ngoại thường sử dụng trong cự ly ngắn và trong môi trường trong nhà nên đặc tính môi trường truyền dẫn khác nhiều so với các hệ thống FSO ngoài trời, đối tượng nghiên cứu của luận án này.

Nghiên cứu tổng quan về công nghệ FSO, tình hình triển khai công nghệ FSO trên thế giới và khả năng ứng dụng công nghệ FSO tại Việt Nam được thực hiện bởi nhóm tác giả tại Viện khoa học kỹ thuật bưu điện – Học viện công nghệ Bưu chính Viễn thông [1]. Nghiên cứu này chỉ dừng ở mức tìm hiểu nguyên lý và thông tin về công nghệ FSO.

Nghiên cứu nâng cao chất lượng tuyến thông tin quang không dây trong điều kiện khí hậu Việt Nam được thực hiện bởi nhóm tác giả thuộc Đại học Bách Khoa – Đại học Đà Nẵng [2]. Các tác giả thực hiện tính toán dựa trên các mô hình toán học đã được công bố và sử dụng chương trình mô phỏng để khảo sát tỉ lệ lỗi bit (BER) của hệ thống FSO dưới ảnh hưởng của suy hao tín hiệu tương ứng với điều kiện khí hậu, cụ thể là lượng mưa, ở Việt Nam. Thông qua kết quả khảo sát, các tác giả đưa ra giá trị công suất và bước sóng phù hợp cho hệ thống FSO để đạt được BER thấp. Tuy nhiên, trong nghiên cứu này, các tác giả chưa tính đến ảnh hưởng của nhiễu loạn không khí, sự lệch hướng, các yếu tố ảnh hưởng chính lên hiệu năng của hệ thống FSO.

Nghiên cứu hiệu năng hệ thống FSO sử dụng kỹ thuật điều chế QAM sử dụng sóng mang con thực hiện bởi nhóm tác giả thuộc Đại học Bách Khoa Hà Nội [59],[60]. Hiệu năng hệ thống FSO sử dụng QAM đã được các tác giả khảo sát với các điều kiện nhiễu loạn khác nhau và ảnh hưởng của lệch hướng. Nhóm tác giả cũng đã nghiên cứu khả năng sử dụng kết hợp giữa điều chế QAM và truyền dẫn MIMO trong hệ thống FSO.

1.4.2 Các công trình nghiên cứu trên thế giới

Trên thế giới, kể từ những năm 60 của thế kỉ trước, khi những hệ thống FSO đầu tiên xuất hiện, chúng đã liên tục được nghiên cứu và sử dụng trong lĩnh vực quân sự để truyền các thông tin bí mật. FSO cũng được nghiên cứu rất nhiều bởi các nhà khoa học của NASA (Hoa Kỳ) để truyền thông tin trong vũ trụ giữa các vệ tinh. Tuy nhiên, việc triển khai các hệ thống FSO thương mại trên mặt đất vẫn còn hết sức hạn chế do những rào cản về mặt công nghệ. Với sự phát triển nhanh chóng của các công nghệ linh kiện quang-điện tử cùng với nhu cầu kết nối băng thông rộng của người dùng ngày càng tăng, việc ứng dụng FSO trong mạng truy nhập đang thu hút được nhiều quan tâm nghiên cứu. Các hướng nghiên cứu chính hiện nay về các hệ thống FSO bao gồm: (1) mô hình hóa kênh FSO, (2) phân tích và đánh giá hiệu năng các hệ thống FSO và (3) đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng của hệ thống FSO.

1.4.2.1 Các nghiên cứu về mô hình hóa kênh FSO

Công suất tín hiệu quang chịu ảnh hưởng bởi nhiều yếu tố trong quá trình lan truyền từ phía phát đến phía thu. Các yếu tố ảnh hưởng này bao gồm tổn hao hình học, tổn hao lệch hướng, tổn hao khí quyển và pha-đỉnh do nhiễu loạn không khí.

Tổn hao hình học do sự phân kỳ của búp sóng quang khi lan truyền qua khí quyển. Tổn hao được tính toán dựa vào góc phân kỳ, cự ly đường truyền và kích thước thấu kính thu. Với giả thiết truyền dẫn FSO là sóng ngang, mô hình xấp xỉ phân bố cường độ ánh sáng thường được sử dụng là mô hình phân bố Gauss [93]. Khi búp sóng Gauss có góc phân kỳ tương đối lớn, mô hình xấp xỉ hóa sóng phẳng

hoặc sóng cầu thường được sử dụng [149]. **Tổn hao lệch hướng** là một dạng tổn hao hình học bắt nguồn từ sự lệch hướng giữa bộ phát và bộ thu. Sự lệch hướng xảy ra trong thực tế do sự trôi búp [13], sự rung lắc của tòa nhà nơi đặt bộ thu/phát [19]. Do búp sóng quang hẹp và độ mở của bộ thu nhỏ, tổn hao lệch hướng ảnh hưởng mạnh lên hiệu năng hệ thống FSO và gây gián đoạn thông tin [28], [78]. Phân bố Rayleigh được sử dụng cho mô hình thống kê ngẫu nhiên của góc lệch hướng [19], [20], [92] và mô hình búp sóng Gauss kết hợp không gian một phần đã được đề xuất để giảm ảnh hưởng của tổn hao lệch hướng [87], [115], [116].

Tổn hao khí quyển bắt nguồn từ hai nguyên nhân chính là hấp thụ và tán xạ. Trong vùng hồng ngoại gần hấp thụ xảy ra chủ yếu do các hạt nước [79]. Các hạt nước gây tán xạ ánh sáng, làm lệch hướng ánh sáng. Trong trường hợp mưa hoặc tuyết, kích thước các hạt lớn hơn nhiều độ dài bước sóng và việc truyền dẫn FSO gần như không bị ảnh hưởng [97]. Trong khu vực đô thị với cự ly truyền dưới 1 km, giá trị suy hao điển hình do mưa cỡ khoảng 3 dB/km. Khi đường kính các hạt ở cỡ bước sóng, hệ số tán xạ rất cao. Chính vì thế tổn hao khí quyển rất lớn trong điều kiện sương mù. Mô hình kênh FSO qua sương mù được nghiên cứu trong [78], [80], [97].

Pha-đỉnh do nhiễu loạn khí quyển có nguyên nhân từ sự không đồng nhất về nhiệt độ và áp suất khí quyển. Mô hình đầy đủ về nhiễu loạn khí quyển cho tuyến FSO được trình bày trong [13]. Nhiễu loạn khí quyển được đặc trưng chủ yếu bởi ba tham số là phạm vi bên trong của nhiễu loạn (l_0), phạm vi bên ngoài của nhiễu loạn (L_0) và tham số cấu trúc của chỉ số khúc xạ (C_n^2) còn được gọi là cường độ nhiễu loạn [15]. Giá trị điển hình của C_n^2 thay đổi trong khoảng từ 10^{-17} đến $10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ cho cường độ nhiễu loạn từ yếu đến mạnh [66]. Để lượng hóa sự thăng giáng ngẫu nhiên của tín hiệu do nhiễu loạn trong điều kiện nhiễu loạn yếu và cự ly ngắn, mô hình log chuẩn thường được sử dụng [13]. Tuy nhiên, dữ liệu thực nghiệm cho tuyến truyền dẫn cự ly dài chỉ ra rằng, mô hình log chuẩn không phù hợp cho dải nhiễu loạn từ trung bình đến mạnh [15]. Phân bố hàm mũ âm được sử dụng cho cường độ tín hiệu trong dải bão hòa [12] và mạnh [118]. Phân bố K, được sử dụng

cho dải nhiễu loạn mạnh [67] và trong dải nhiễu loạn từ trung bình đến mạnh, phân bố được sử dụng phổ biến nhất là phân bố Gamma-Gamma [12],[13].

1.4.2.2 Các nghiên cứu về đánh giá hiệu năng hệ thống FSO

Trong khoảng hơn mười năm trở lại đây, nhiều nghiên cứu liên quan đến việc khảo sát, đánh giá hiệu năng các hệ thống FSO đã được thực hiện. Những nghiên cứu xuất hiện trong thời gian đầu thường bỏ qua ảnh hưởng của nhiễu loạn, chỉ xét đến ảnh hưởng của tổn hao đường truyền trong các điều kiện thời tiết khác nhau đặc biệt là trong điều kiện mưa và sương mù [10], [57], [84], [97]. Trong thực tế, hiệu năng hệ thống FSO chịu ảnh hưởng mạnh của nhiễu loạn và đã có khá nhiều nghiên cứu liên quan đến vấn đề này [21], [25], [37], [69], [82], [86], [100], [101], [109], [136], [152]. Hiệu năng của hệ thống FSO đã được phân tích, đánh giá với nhiều mô hình kênh nhiễu loạn khác nhau như mô hình log chuẩn [37], [69], [86], [82], [152], mô hình hàm mũ âm [21], mô hình I-K [21], [101], [109] và mô hình Gamma-Gamma [25], [100], [136]. Bên cạnh ảnh hưởng của nhiễu loạn, ảnh hưởng của lệch hướng lên hiệu năng hệ thống FSO cũng được phân tích, đánh giá trong một số nghiên cứu [42], [47], [51], [78], [90], [123], [124], [132]. Ảnh hưởng của nhiễu loạn và lệch hướng được phân tích, đánh giá với nhiều tham số hiệu năng khác nhau như BER, dung lượng kênh và xác suất dưới ngưỡng (xác suất SNR của hệ thống nhỏ hơn một giá trị ngưỡng xác định). Kết quả khảo sát hiệu năng cho thấy, hiệu năng các hệ thống FSO chịu ảnh hưởng mạnh của nhiễu loạn và lệch hướng. Dưới ảnh hưởng của các yếu tố này, để đảm bảo hiệu năng truyền dẫn, các hệ thống FSO bị giới hạn cự ly truyền dẫn trong khoảng vài km.

1.4.2.3 Các nghiên cứu về giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO

Nhằm giảm ảnh hưởng của nhiễu loạn và lệch hướng cũng như cải thiện hiệu năng của các hệ thống FSO, nhiều giải pháp cải thiện hiệu năng đã được đề xuất. Các giải pháp cải thiện hiệu năng này có thể chia thành các nhóm giải pháp như (1) các kỹ thuật điều chế nâng cao, (2) các kỹ thuật mã hoá kênh, (3) các kỹ thuật phân tập và (4) các kỹ thuật chuyển tiếp.

a) Các kỹ thuật điều chế nâng cao

Các kỹ thuật điều chế nâng cao là giải pháp hiệu quả giúp cải thiện hiệu năng và tăng dung lượng các hệ thống FSO. Hạn chế của phương pháp điều chế OOK là cần phải biết thông tin tức thời về trạng thái kênh pha-đỉnh để thiết lập ngưỡng động nhằm đạt được hiệu năng tối ưu [52]. Nhằm khắc phục hạn chế của phương pháp điều chế OOK, nhiều phương pháp điều chế khác đã được đề xuất cho hệ thống FSO như điều chế vị trí xung (PPM), điều chế độ rộng xung (PWM), điều chế biên độ xung (PAM), điều chế cường độ sóng mang con (SIM) và điều chế phân cực.

Điều chế vị trí xung (PPM) là một giải pháp để giải quyết vấn đề sử dụng năng lượng hiệu quả trong các hệ thống FSO [144]. Một số nghiên cứu về kỹ thuật điều chế PPM đã chứng minh rằng, PPM có thể đạt được gần đến giá trị dung lượng kênh cực đại. Khi máy thu thực hiện tách sóng quyết định cứng, PPM có ưu điểm hơn OOK là không yêu cầu ngưỡng tách sóng động để tách sóng tối ưu [98], [143], [146]. Kỹ thuật điều chế PPM được đề xuất cho truyền thông FSO, nơi mà hiệu suất năng lượng là một yếu tố quan trọng [62], [64]. So với PPM, điều chế PPM đa xung (MPPM) có ưu điểm hơn trong việc giảm tỉ số công suất đỉnh trên công suất trung bình (PAPR) và có hiệu suất phổ tần cao hơn [96], [131] tuy nhiên nó cũng làm tăng tính phức tạp của bộ giải điều chế [146]. Với một mức hạn chế công suất phát đỉnh, MPPM tốt hơn PPM. Ngược lại, khi công suất trung bình bị hạn chế, PPM tốt hơn MPPM [96], [130].

Hai phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM) và điều chế khoảng thời gian xung số (DPIM) cũng được đề xuất sử dụng trong các hệ thống FSO. So với PPM, PWM yêu cầu công suất phát đỉnh thấp hơn, có hiệu suất sử dụng phổ tần tốt hơn và có khả năng chịu đựng ISI, đặc biệt là đối với một số lượng lớn khe trên một ký hiệu [41]. Tuy nhiên, những ưu điểm này phải được cân nhắc do yêu cầu công suất trung bình cao hơn của kỹ thuật PWM khi số lượng khe tăng. DPIM là kỹ thuật điều chế không đồng bộ có độ dài ký hiệu thay đổi, và không yêu cầu đồng bộ ký hiệu [53]. Ngoài ra, DPIM cho hiệu suất sử dụng phổ tần tốt hơn PPM và PWM, vì nó không cần chờ kết thúc một chu kỳ ký hiệu cố định trước khi phát ký hiệu tiếp theo.

Vấn đề thách thức chính của DPIM là khả năng xảy ra lỗi trong quá trình giải điều chế tín hiệu tại máy thu.

Trong kỹ thuật điều chế cường độ sóng mang con (SIM) [31], [104], đầu tiên dữ liệu được điều chế vào tín hiệu RF, sau đó tín hiệu RF được điều chế với sóng mang quang [43], [70], [89] [107]. Khi kết hợp với ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM) [18], [128], SIM có các ưu điểm là dung lượng cao và chi phí thực hiện hiệu quả so với điều chế coherent [140]. Hạn chế chính của kỹ thuật SIM là công suất hiệu dụng thấp [31] do dòng DC định thiên được thêm vào tín hiệu sóng mang con trong miền điện trước khi điều chế cường độ trong miền quang (để tránh biên độ âm).

Kỹ thuật điều chế phân cực được đề xuất trong [26] dựa trên việc khai thác các thông số Stokes của ánh sáng phát. Kỹ thuật điều chế này không bị hạn chế bởi đáp ứng phi tuyến của các bộ điều chế cường độ, vì nó như là một trường hợp của kỹ thuật điều chế cường độ. Bộ điều chế dựa trên phân cực cũng có ưu điểm là tránh được nhiễu pha của các laser [72]. Hơn nữa, kỹ thuật điều chế này cũng ít bị ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển vì các trạng thái phân cực được bảo đảm tốt hơn trong suốt quá trình truyền sóng so với biên độ và pha của tín hiệu quang [150]. Điều này đặc biệt có lợi đối với các hệ thống FSO cự ly dài [72].

Cuối cùng, phải kể đến kỹ thuật điều chế đa mức cũng có thể được sử dụng trong các hệ thống FSO để nhận được hiệu suất sử dụng phổ tần cao hơn so với các kỹ thuật điều chế nhị phân. Tuy nhiên, sự cải thiện hiệu suất phổ tần thu được sẽ làm tăng tính phức tạp của hệ thống. Chẳng hạn như điều chế PAM và OOK là phương thức điều chế đơn giản nhất [23], [46], [65], [113]. Với kỹ thuật điều chế M -PAM, cường độ tức thời của nguồn laser được điều chế lên M mức và do đó, yêu cầu laser có cường độ phát xạ khả biến với chi phí rất đắt. Ưu điểm chính của điều chế PAM là hiệu suất phổ tần cao so với các kỹ thuật điều chế hai mức như PPM [65].

Để tận dụng các ưu điểm và hạn chế các nhược điểm của mỗi kỹ thuật điều chế, một số nghiên cứu đã đề xuất các kỹ thuật điều chế hiệu chỉnh và lai ghép (kết

hợp giữa các phương thức điều chế nêu trên). Một số phương thức điều chế kết hợp điển hình bao gồm điều chế vị trí và độ rộng xung PPM-PWM [41], điều chế vị trí xung vi sai [129], điều chế vị trí xung chồng lấn OPPM [126].

b) Các kỹ thuật mã hóa kênh

Các kỹ thuật sửa lỗi theo hướng phát (FEC) đã được triển khai trong các nghiên cứu để chống lại các ảnh hưởng suy giảm do nhiễu loạn khí quyển. FEC được thực hiện bằng cách thêm các bit dư vào số liệu phát thông qua thuật toán mã hóa sửa lỗi theo hướng phát như mã turbo [83], mã khối và mã xoắn [153], mã Reed-Solomon [45], và mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC) [40].

Trong [153], hiệu năng của mã khối và mã xoắn đã được phân tích và so sánh với mã turbo trong điều kiện nhiễu loạn khí quyển yếu. Các kết quả phân tích cho thấy sử dụng mã turbo đạt được hiệu năng BER tốt hơn trên kênh nhiễu loạn khí quyển. Tuy nhiên, mã turbo không phù hợp cho truyền dẫn quang tốc độ cao do tính phức tạp cao và thời gian mã hóa/giải mã dài sẽ làm tăng độ trễ của hệ thống [137]. Một nghiên cứu khác chỉ ra rằng sử dụng mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC) cũng giúp tăng hiệu năng BER của hệ thống, thậm chí ngay cả trong điều kiện nhiễu loạn khí quyển mạnh [40]. Mặc dù FEC là một trong những biện pháp kỹ thuật tốt nhất để chống lại các ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển bao gồm cả pha-đỉnh, nhưng sử dụng chúng trong các hệ thống truyền dẫn quang tốc độ cao sẽ làm tăng trễ và tính phức tạp của hệ thống vì phải thêm các khối mã hóa/giải mã. Do đó, biện pháp này có tính thực tế không cao.

c) Phân tập không gian

Phân tập không gian được thực hiện thông qua việc sử dụng nhiều thấu kính thu tại máy thu [13], [39], [86], [114], [139], nhiều búp sóng tại máy phát [17], [111], hoặc kết hợp cả hai [30], [37], [102], [143], [144]. Trái ngược với cấu hình một thấu kính thu - một búp sóng phát được gọi là đơn đầu vào - đơn đầu ra (SISO), các cấu hình phân tập không gian được sử dụng là một đầu vào - nhiều đầu ra

(SIMO), nhiều đầu vào - một đầu ra (MISO) và nhiều đầu vào - nhiều đầu ra (MIMO).

Phân tập thu (SIMO): giải pháp đơn giản để giảm ảnh hưởng của pha đình là sử dụng một thấu kính tương đối lớn tại máy thu để trung bình hóa sự thay đổi cường độ. Kỹ thuật này thường được gọi là khẩu độ thu trung bình, được xem như là phân tập thu tăng cường. Kỹ thuật này có hiệu quả khi đường kính của ống kính thu lớn hơn độ dài pha đình tương quan $\sqrt{\lambda L}$ với λ là bước sóng công tác và L cự ly truyền dẫn [13], [138]. Khẩu độ trung bình được nghiên cứu và triển khai rộng rãi trong các hệ thống thực tế [13], [14], [81], [138], [149] giúp làm giảm đáng kể sự nhấp nháy, đặc biệt là trong trường hợp nhiễu loạn có cường độ trung bình và mạnh. Ví dụ, xét hệ thống sử dụng điều chế OOK, pha-đình Gamma-Gamma dưới điều kiện nhiễu loạn yếu với phương sai Rytov bằng 2,56 và tỉ lệ lỗi bit đích BER = 10^{-5} , SNR tăng với mức thu 30 dB, 47 dB, và 60 dB tương ứng với các mức đường kính ống kính thu là 20 mm, 50 mm, và 200 mm [81]. Giảm ảnh hưởng pha đình cũng có thể đạt được bằng cách sử dụng nhiều thấu kính thu tại máy thu. Thay vì sử dụng một thấu kính thu lớn, ta sử dụng vài thấu kính thu nhỏ tại máy thu. Nếu ta giả định tín hiệu pha-đình trên các thấu kính thu không tương quan với nhau, giải pháp sử dụng nhiều thấu kính thu cho hiệu năng hệ thống tốt hơn giải pháp sử dụng một thấu kính thu lớn [81]. Chẳng hạn, xét các máy thu giới hạn nhiễu nền, sử dụng điều chế OOK, mô hình pha đình Gamma-Gamma với phương sai Rytov là 2,56 và tỉ lệ lỗi đích BER = 10^{-5} , bằng cách sử dụng 4 thấu kính thu đường kính 50 mm/bộ ta được lợi về SNR khoảng 1 dB so với khi dùng một bộ thu đường kính 100 mm. Việc sử dụng một thấu kính thu lớn có ưu điểm là đơn giản khi thiết kế hệ thống trong khi sử dụng nhiều thấu kính thu lại có nhiều ưu điểm trong chế độ nhiễu loạn mạnh. Đối với các hệ thống SIMO, máy thu dùng bộ kết hợp độ lợi cân bằng (EGC) cung cấp hiệu năng gần với máy thu dùng bộ kết hợp tỉ số cực đại (MRC) trong khi có ưu điểm giảm tính phức tạp trong khi thiết kế [86],[99].

Phân tập phát (MISO): với hệ thống FSO MISO, phương thức truyền tín hiệu đơn giản nhất là phát cùng một tín hiệu trên các búp sóng khác nhau, thường

được gọi là mã hóa lặp (RC). Kỹ thuật này khá hiệu quả để giảm pha đỉnh tại máy thu. Ví dụ, giả sử điều kiện pha đỉnh độc lập, với độ lệch chuẩn hóa của pha đỉnh log chuẩn 0,3; đường kính thấu kính thu 5 cm, cự ly thông tin 2 km và tỉ lệ lỗi bit đích $BER = 10^{-5}$, bằng cách sử dụng hai hoặc ba máy phát sẽ cải thiện SNR trung bình tương ứng là 5 dB và 7,5 dB so với hệ thống SISO [99]. Nếu thông tin trạng thái kênh (CSI) là khả dụng tại máy phát, các nghiên cứu [32], [50] chỉ ra rằng lựa chọn phân tập phát khai thác phân tập đầy đủ cung cấp hiệu năng tốt hơn so với RC. Trong trường hợp CSI không hoàn hảo tại máy phát, các chiến lược truyền dẫn khác nhau được xem xét trong [6]. Các phương pháp báo hiệu phức tạp hơn được sử dụng để tăng độ lợi mã hóa ngoài độ lợi phân tập. Ví dụ, chọn laser phát và mã hóa lưới không gian – thời gian được đề xuất trong [48].

Hệ thống FSO MIMO: trong truyền thông FSO, kỹ thuật MIMO chủ yếu được đề xuất để giảm ảnh hưởng của pha đỉnh nhiễu loạn khí quyển bằng cách sử dụng RC ở máy phát. Một số nghiên cứu về hệ thống FSO MIMO sử dụng điều chế OOK hoặc PPM được trình bày trong các tài liệu [25],[29],[34],[37],[61],[88],[117],[135],[144]. Ngoài ra, bộ tách đa ký hiệu được đề xuất trong [117],[118] khi không có CSI ở máy thu, đối với trường hợp RC ở máy phát.

d) Truyền dẫn hỗ trợ chuyển tiếp

Truyền dẫn FSO hỗ trợ chuyển tiếp được đề xuất lần đầu tiên bởi Acampora và Krishnamurthy trong [7], trong đó hiệu năng của mạng FSO hình lưới được khảo sát theo quan điểm dung lượng mạng. Trong [71] và [134], Tsiftsis và cộng sự xét các mô hình pha đỉnh K và Gamma – Gamma mà không tính đến suy hao đường truyền và đánh giá xác suất lỗi cho hệ thống FSO đa chặng. Các kết quả nghiên cứu của họ chứng minh tính hữu ích của truyền dẫn chuyển tiếp là một phương pháp để kéo dài cự ly truyền dẫn, nhưng không nhấn mạnh nó là một công cụ chống lại các ảnh hưởng của pha đỉnh. Trong [120], xác suất lỗi được tính toán trên cơ sở xem xét cả suy hao đường truyền và ảnh hưởng của nhiễu loạn. Kết quả phân tích đã chứng minh rằng truyền dẫn FSO đa chặng đưa ra ưu điểm từ kết quả cự ly truyền dẫn các chặng ngắn hơn và cải thiện đáng kể hiệu năng (về độ lợi phân tập) vì sự thay đổi

pha-đỉnh trong các hệ thống FSO phụ thuộc vào khoảng cách. Điều này khá khác so với hệ thống RF khi truyền dẫn đa chặng được dùng để kéo dài cự ly, nhưng không cung cấp ưu điểm phân tập. Nghiên cứu trong [76] tiếp tục chỉ ra rằng xác suất lỗi được giảm thiểu khi các nút liên tiếp được đặt cách đều dọc theo đường truyền từ nguồn đến đích. Khảo sát hiệu năng của chuyển tiếp đa chặng trên kênh Gamma-Gamma được trình bày trong [38], [151].

Bên cạnh chuyển tiếp đa chặng (còn được gọi là chuyển tiếp nối tiếp), chuyển tiếp đa đường (còn gọi là chuyển tiếp song song) cũng được xem xét trong [4],[5], [73],[74],[120]. Rõ ràng rằng đặc tính quang bá của truyền dẫn RF không hiện diện trong truyền dẫn FSO, hệ thống truyền dẫn dựa trên tầm nhìn thẳng thông qua các búp sóng định hướng. Do đó, chuyển tiếp đa đường được thực hiện thông qua việc sử dụng nhiều thấu kính phát trực tiếp tới các nút chuyển tiếp. Đối với chuyển tiếp đa đường, tất cả các nút chuyển tiếp nên được đặt tại cùng một vị trí (dọc theo đường truyền trực tiếp giữa nút nguồn và nút đích) gần với nút nguồn, và vị trí chính xác của các điểm này là một hàm của SNR, số lượng các nút chuyển tiếp và cự ly truyền dẫn từ nút nguồn đến nút đích [76]. Chuyển tiếp đa đường với một liên kết trực tiếp như là một cơ chế hợp tác ba bên được nghiên cứu trong [27],[49], [73],[74]. Nghiên cứu trong [5] chỉ ra rằng hợp tác thông qua các nút chuyển tiếp chỉ có lợi nếu SNR đủ lớn; nếu không các nút chuyển tiếp gần như là chuyển tiếp bản sao nhiễu của tín hiệu, kết quả là hiệu năng bị suy giảm.

Lấy ý tưởng từ truyền dẫn RF, một số kỹ thuật chuyển tiếp đã được đề xuất cho các hệ thống FSO hỗ trợ chuyển tiếp. Các phương pháp tiếp cận phổ biến được xem xét là khuếch đại và chuyển tiếp (AF) [71],[73],[108],[120]; giải mã và chuyển tiếp (DF) [5],[27],[120]; tách sóng và chuyển tiếp (DetF) [74]. Các kỹ thuật DetF thích ứng hay DF thích ứng cũng được đề xuất trong [74], trong đó nút chuyển tiếp tham gia vào việc truyền tải dữ liệu chỉ khi nó có thể nhận được các khung dữ liệu không lỗi từ nút nguồn hoặc khi SNR tại nút chuyển tiếp đủ lớn. Có thể sử dụng một giao thức trong việc lựa chọn đường truyền dẫn chuyển tiếp tín hiệu tốt nhất trong số các nút chuyển tiếp song song [4], [27], [33] hoặc phương thức đơn giản

hơn khi hai nút chuyển tiếp được triển khai là chuyển mạch giữa các nút này khi SNR quá thấp.

Để thể hiện cụ thể hơn sự cải thiện đạt được bằng truyền dẫn hỗ trợ chuyển tiếp, nghiên cứu [120] sử dụng mô hình kênh log chuẩn, suy hao khí quyển là 0,43 dB/km, $C_n^2 = 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, tổng cự ly thông tin là 5 km và xác suất lỗi đích là 10^{-6} . Kết quả trong [120] chỉ ra rằng bằng việc chuyển tiếp nối tiếp sử dụng chế độ DF, sự cải thiện nhận được là 18,5 dB và 25,4 dB về công suất yêu cầu khi một hoặc hai nút chuyển tiếp được đặt cách đều vào giữa nút nguồn và nút đích. Khi sử dụng chế độ AF, sự cải thiện tương ứng khoảng 12,2 dB và 17,7 dB. Ngoài ra, bằng việc sử dụng chuyển tiếp đa đường, khi nút chuyển tiếp được đặt ở giữa nút nguồn và nút đích, sự cải thiện thu được khoảng 20,3 dB và 20,7 dB với chế độ DF; 18,1 dB và 20,2 dB với chế độ AF tương ứng với các trường hợp sử dụng hai và ba nút chuyển tiếp.

Các nghiên cứu nêu trên về chuyển tiếp AF trong các hệ thống FSO xây dựng trên các giả thiết rằng các nút chuyển tiếp sử dụng các bộ chuyển đổi quang – điện (OE) và điện – quang (EO). Ưu điểm của chuyển tiếp AF so với DF là tránh được yêu cầu về tốc độ cao (tại tần số GHz) của các mạch điện tử và quang điện tử. Điều này trở nên khả thi với chuyển tiếp AF toàn quang, ở đó tín hiệu được xử lý trong miền quang và nút chuyển tiếp chỉ yêu cầu các mạch điện tử tốc độ thấp để điều khiển và điều chỉnh hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại. Do đó, sự chuyển đổi EO/OE được loại bỏ, cho phép thiết kế thiết bị dễ dàng. Chuyển tiếp AF toàn quang được xem xét trong các nghiên cứu gần đây [24],[77],[121]. Cụ thể, trong [77] Kazemlou và cộng sự đã đánh giá hiệu năng BER thông qua mô phỏng Monte Carlo với bộ tái tạo quang và bộ khuếch đại quang có hệ số khuếch đại cố định. Trong [24], Bayaki và các cộng sự đã xét các nút chuyển tiếp toàn quang sử dụng EDFA và phân tích xác suất lỗi cho hệ thống hai chặng tính đến ảnh hưởng của nhiễu phát xạ tự phát được khuếch đại ASE.

1.5 NHẬN XÉT VỀ CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU CỦA CÁC TÁC GIẢ KHÁC VÀ HƯỚNG NGHIÊN CỨU CỦA LUẬN ÁN

1.5.1 Nhận xét về công trình nghiên cứu của các tác giả khác

Qua khảo sát và phân tích ở trên, nghiên cứu sinh nhận thấy vẫn còn một số vấn đề chưa được đề cập đến trong các nghiên cứu trước đây cụ thể như sau:

a) Trong các nghiên cứu về mô hình kênh

Trong các yếu tố chính ảnh hưởng đến hiệu năng của hệ thống FSO như đã phân tích ở **mục 1.4.2.3.a**, ảnh hưởng của dẫn xung tín hiệu lên hiệu năng hệ thống chưa được đề cập do các hệ thống FSO xét đến trước đây truyền dẫn ở tốc độ thấp dưới 10 Gbit/s. Tuy nhiên, khi tăng tốc độ truyền dẫn từ 10 Gbit/s trở lên, đặc biệt là khi kỹ thuật PPM và đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) được triển khai trong FSO, ảnh hưởng của dẫn xung lên hiệu năng hệ thống FSO cần phải được tính đến do các xung quang hẹp được phát đi. Ngoài ra, chưa có nhiều các nghiên cứu phản ánh được các tham số búp sóng quang trong mô hình kênh FSO.

b) Trong các nghiên cứu về phân tích và đánh giá hiệu năng

Các nghiên cứu trước đây chủ yếu tập trung vào các hệ thống FSO điểm-điểm. Một số nghiên cứu về hiệu năng các hệ thống FSO chuyển tiếp đa chặng đã được thực hiện gần đây như đã phân tích ở **mục 1.4.2.3.d**, tuy nhiên, các nghiên cứu này chưa đánh giá một cách đầy đủ các tham số đường truyền, chẳng hạn như ảnh hưởng của sự lệch hướng thường ít được xét tới. Đặc biệt ảnh hưởng của các tham số búp sóng quang đến hệ thống FSO chuyển tiếp đa chặng chưa được quan tâm nghiên cứu.

c) Trong các nghiên cứu về cải thiện hiệu năng

Các nghiên cứu trước đây cho việc cải thiện hiệu năng hệ thống FSO thường tập trung vào việc sử dụng các giải pháp kỹ thuật một cách riêng rẽ mà chưa có sự kết hợp nhiều giải pháp kỹ thuật đồng thời, dẫn đến khả năng cải thiện hiệu năng còn hạn chế. Chẳng hạn, một số nghiên cứu chỉ tập trung vào các kỹ thuật điều chế; một số khác tập trung nghiên cứu các kỹ thuật phân tập, mã hóa kênh hoặc chuyển

tiếp như đã đề cập trong **mục 1.4.2.3**. Một số nghiên cứu đã có sự kết hợp sử dụng các kỹ thuật này nhưng chưa nhiều.

Còn ít các công trình công bố liên quan đến việc triển khai các hệ thống đa truy nhập quang không dây dựa trên công nghệ FSO nhằm hỗ trợ nhiều người sử dụng. Một số công trình đề xuất mô hình hệ thống đa truy nhập phân chia theo mã trên cơ sở công nghệ FSO nhưng hiệu năng hệ thống này có hạn chế, cự ly truyền dẫn ngắn, số lượng người dùng hạn chế.

1.5.2 Hướng nghiên cứu của luận án

Trên cơ sở kết quả phân tích các hạn chế của các nghiên cứu liên quan, hướng nghiên cứu được đề xuất trong luận án này là **(1)** đề xuất mô hình kênh FSO kết hợp nhằm phản ánh đầy đủ hơn các ảnh hưởng của kênh truyền lên tín hiệu quang, **(2)** nghiên cứu các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm thông qua việc sử dụng kết hợp các kỹ thuật chuyển tiếp với các kỹ thuật điều chế và phân tập không gian và nhằm cải thiện hiệu năng hệ thống FSO và **(3)** đề xuất mô hình và giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-đa điểm nhằm ứng dụng công nghệ FSO trong mạng truy nhập để hỗ trợ nhiều người sử dụng

Kênh truyền FSO đóng vai trò hết sức quan trọng trong nghiên cứu về hiệu năng hệ thống FSO do hầu hết các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống là từ kênh truyền. Mặc dù đã có khá nhiều các nghiên cứu về mô hình hóa kênh FSO và ảnh hưởng của đường truyền lên hiệu năng hệ thống FSO nhưng chưa có nghiên cứu nào đề cập tới ảnh hưởng của dẫn xung tín hiệu. Trong *nội dung nghiên cứu* (1) của luận án này, ***mô hình kênh kết hợp có bổ sung tham số*** sẽ được đề xuất nhằm phản ánh một cách đầy đủ các ảnh hưởng của đường truyền bao gồm tổn hao, nhiễu loạn, lệch hướng, và dẫn xung tín hiệu lên hiệu năng hệ thống FSO. Mô hình giải tích kênh truyền FSO đề xuất này sẽ được sử dụng làm cơ sở cho các *nội dung nghiên cứu* (2) và (3).

Hạn chế lớn nhất của các hệ thống FSO hiện nay là cự ly truyền dẫn. Việc tăng cự ly truyền dẫn không chỉ làm tăng suy hao đường truyền mà còn tăng ảnh hưởng

của nhiễu loạn và lệch hướng. Nhiều nghiên cứu đã chứng minh, dưới ảnh hưởng của nhiễu loạn, cự ly truyền dẫn của hệ thống FSO bị giới hạn trong khoảng vài km theo ràng buộc đảm bảo hiệu năng của hệ thống. Trong số các giải pháp cải thiện hiệu năng đã được đề xuất, truyền dẫn chuyển tiếp là một giải pháp hiệu quả nhất trong việc cải thiện cự ly của hệ thống FSO. Truyền dẫn chuyển tiếp cũng giúp loại bỏ yêu cầu về đường truyền tầm nhìn thẳng giữa nút nguồn và nút đích. Chính vì thế, truyền dẫn chuyển tiếp sẽ được lựa chọn làm nền tảng cho các *nội dung nghiên cứu* (2) và (3) trong luận án này. Việc khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp sẽ được thực hiện nhằm làm cơ sở cho việc đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng dựa trên kỹ thuật chuyển tiếp.

Giải pháp cải thiện hiệu năng thứ nhất được đề xuất trong luận án là sử dụng kết hợp truyền dẫn chuyển tiếp với kỹ thuật phân tập không gian và điều chế vị trí xung PPM nhiều mức. Kỹ thuật chuyển tiếp giúp cải thiện cự ly truyền dẫn, phân tập không gian giúp giảm BER và cải thiện dung lượng trong khi PPM là phương thức điều chế rất hiệu quả về năng lượng giúp giảm yêu cầu về công suất phát.

Giải pháp cải thiện hiệu năng thứ hai được đề xuất trong luận án là ứng dụng kỹ thuật điều chế vị trí xung đa bước sóng (MWPPM) nhằm cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-đa điểm. Kỹ thuật MWPPM là một giải pháp hiệu quả giúp hạn chế ảnh hưởng của dẫn xung tín hiệu khi tăng chỉ số điều chế PPM và/hoặc tốc độ bit truyền dẫn.

Giải pháp cải thiện hiệu năng thứ ba được đề xuất là kỹ thuật chuyển tiếp sử dụng phương pháp tách chip-và-chuyển tiếp ứng dụng trong hệ thống FSO điểm-đa điểm dựa trên CDMA nhằm hỗ trợ đa người dùng với cự ly truyền dẫn được mở rộng và hiệu năng được cải thiện. Hiệu năng hệ thống FSO/CDMA tách chip-và-chuyển tiếp sẽ được khảo sát đánh giá và so sánh với hệ thống FSO/CDMA đơn chặng để chứng minh ưu điểm của phương pháp cải thiện hiệu năng đã được đề xuất.

1.6 KẾT LUẬN CHƯƠNG 1

Nội dung Chương 1 đã trình bày khái quát về mô hình, nguyên lý hoạt động, các tham số hiệu năng và các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống FSO. Ngoài

ra, tình hình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến các hệ thống FSO nói chung và hiệu năng hệ thống FSO nói riêng cũng đã được phân tích, đánh giá trong chương này. Qua phân tích, đánh giá tình hình nghiên cứu liên quan, các hạn chế của các nghiên cứu trước đây về mô hình kênh FSO, phân tích hiệu năng và phương pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO đã được chỉ ra. Trên cơ sở những hạn chế này, hướng nghiên cứu của luận án đã được chỉ ra là đề xuất mô hình kênh bổ sung và các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO dựa trên kỹ thuật chuyển tiếp và việc sử dụng kết hợp kỹ thuật này với các kỹ thuật phân tập không gian, điều chế PPM và đa truy nhập phân chia theo mã.

CHƯƠNG 2: MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN THÔNG QUANG KHÔNG DÂY

Tóm tắt ⁽²⁾: Như đã đề cập trong Chương 1, suy hao đường truyền phụ thuộc thời tiết và nhiễu loạn, đây là hai yếu tố chính làm suy giảm hiệu năng hệ thống FSO. Ngoài ra, yêu cầu về việc giữ thẳng hướng giữa bộ phát và bộ thu trong điều kiện rung lắc của các tòa nhà cũng là một thách thức không nhỏ. Nội dung chương này sẽ đề cập tới nguyên nhân, ảnh hưởng, mô hình toán học của mỗi yếu tố nêu trên đồng thời đưa ra mô hình giải tích phản ánh ảnh hưởng của dẫn xung lên tín hiệu quang. Cuối cùng, đề xuất mô hình ảnh hưởng của dẫn xung và mô kênh kết hợp có bổ sung tham số phục vụ cho việc đánh giá một cách toàn diện ảnh hưởng của các tham số đường truyền lên hiệu năng hệ thống FSO sẽ được trình bày trong chương này [J1,J2], [C2,C3,C7].

2.1 MỞ ĐẦU

Mô hình kênh truyền thông quang không dây ngoài trời là môi trường động và rất phức tạp. Ảnh hưởng của môi trường lên búp sóng quang sẽ gây ra tổn hao công suất, sự thẳng giáng về biên độ và pha của tín hiệu quang do nhiễu loạn khí quyển. Ảnh hưởng của lệch hướng tác động lên tổn hao hình học cũng làm cho công suất tín hiệu quang thu thay đổi. Ngoài ra, nhiễu loạn khí quyển cũng gây ra hiện tượng giãn xung. Đặc tính của kênh truyền khí quyển mang bản chất ngẫu nhiên, do đó các ảnh hưởng của nó có thể đặc tính hóa bởi các mô hình thống kê. Một số mô hình thống kê đã được đề xuất để mô hình hóa đặc tính của kênh truyền khí quyển, những mô hình này sẽ được trình bày ở các mục tiếp theo của chương này. Phụ thuộc vào kiểu mô hình và mức độ chính xác của nó, chúng ta có thể ước tính được công suất tín hiệu quang tại phía thu.

² Một phần nội dung của Chương 2 đã được công bố trên tạp chí REV-JEC [J1], tạp chí Khoa học và Công nghệ [J2] và báo cáo tại các Hội nghị quốc tế IEEE ATC 2012 [C2], IEEE ICC 2013 [C3] và IEEE APCC 2012 [C7].

2.2 SUY HAO ĐƯỜNG TRUYỀN

Khi một bức xạ quang đi qua bầu khí quyển, một số photon bị hấp thụ do các thành phần như hơi nước, khí CO₂, sương mù, tầng Ozon .v.v., và năng lượng chuyển thành nhiệt năng. Trong khi đó, các photon khác đi qua bầu khí quyển không mất mát năng lượng nhưng hướng truyền lan ban đầu của chúng bị thay đổi (tán xạ). Mô hình lan truyền của một trường quang qua bầu khí quyển được mô tả bởi định luật Beer – Lambert và là mô hình được sử dụng rất phổ biến.

Sự suy hao của tín hiệu trong bầu khí quyển là hệ quả của quá trình hấp thụ và tán xạ. Nồng độ của vật chất trong khí quyển gây ra suy hao tín hiệu khác nhau theo không gian và thời gian, và sẽ phụ thuộc vào điều kiện thời tiết của từng vùng. Với một tuyến FSO trên mặt đất, cường độ tín hiệu thu được tại khoảng cách L từ bộ phát có quan hệ với cường độ tín hiệu phát theo quy luật Beer – Lambert như sau [119]:

$$h_l^a = \frac{P_R}{P_T} = \exp[-\gamma(\lambda)L] \quad (2.1)$$

trong đó $\gamma(\lambda)$ (tính theo đơn vị m⁻¹) là hệ số suy hao và h_l^a là suy hao tổng tại bước sóng λ . Suy hao của tín hiệu quang trong khí quyển là do sự hiện diện của các phân tử khí có trong khí quyển và hơi nước. Hệ số suy hao là tổng của các hệ số hấp thụ và tán xạ từ hơi nước và các phân tử khí trong khí quyển, được tính như sau [142]:

$$\gamma(\lambda) = \alpha_m(\lambda) + \alpha_a(\lambda) + \beta_m(\lambda) + \beta_a(\lambda) \quad (2.2)$$

với $\alpha_m(\lambda)$: hệ số hấp thụ do hơi nước trong khí quyển

$\alpha_a(\lambda)$: hệ số hấp thụ do các phân tử khí trong khí quyển

$\beta_m(\lambda)$: hệ số tán xạ do hơi nước

$\beta_a(\lambda)$: hệ số tán xạ do các phân tử khí.

a) Hấp thụ xảy ra khi có sự tương tác giữa các photon và các phân tử trong không khí trong quá trình truyền lan. Một số photon bị hấp thụ và năng lượng của chúng biến thành nhiệt. Hệ số hấp thụ phụ thuộc rất nhiều vào các loại khí và mật độ của chúng. Sự hấp thụ phụ thuộc bước sóng và do đó có tính chọn lọc. Điều này dẫn tới bầu khí quyển có các vùng trong suốt – dải bước sóng có độ

hấp thụ tối thiểu – được xem như là cửa sổ truyền. Các bước sóng sử dụng trong FSO về cơ bản được chọn để trùng với các cửa sổ truyền lan trong không khí, kết quả là hệ số suy hao bị chi phối chủ yếu bởi sự tán xạ do hơi nước [28], do đó có thể coi $\gamma(\lambda) \cong \beta_a(\lambda)$.

b) Tán xạ là kết quả của việc phân bố lại góc của trường quang khi có và không có sự thay đổi bước sóng. Ảnh hưởng của tán xạ phụ thuộc vào bán kính r_m của các hạt (sương mù, hơi nước) gặp phải trong quá trình truyền lan. Một cách mô tả hiện tượng này là xét tham số kích cỡ $x_0 = 2\pi r_m/\lambda$. Nếu $x_0 \ll 1$ thì tán xạ là tán xạ Rayleigh, nếu $x_0 \approx 1$ là tán xạ Mie và nếu $x_0 \gg 1$ thì tán xạ có thể thuộc loại khác (quang hình học). Các loại tán xạ đối với các hạt khác nhau có mặt trong bầu khí quyển được tóm tắt trong Bảng 2.1.

Bảng 2.1. Bán kính và các loại tán xạ của các hạt điển hình tại $\lambda = 850$ nm [52]

Kiểu	Bán kính (μm)	x_0	Loại tán xạ
Phân tử khí	0,0001	0,00074	Rayleigh
Hạt bụi	0,01 – 1	0,074 – 7,4	Rayleigh – Mie
Hạt sương	1 – 20	7,4 – 147,8	Mie – hình học
Mưa	100 – 10000	740 – 74.000	Hình học
Tuyết	1000 – 5000	7400 – 37.000	Hình học
Mưa đá	5000 – 50000	37.000 – 370.000	Hình học

Kích thước hạt sương tương đối lớn so với dải bước sóng sử dụng trong FSO. Do đó, có thể coi sương mù là nguyên nhân chính gây tán xạ photon và nó góp phần vào sự suy giảm công suất quang. Tán xạ Mie sẽ được mô tả dựa trên các công thức thực nghiệm theo dải tầm nhìn V (tính theo đơn vị mét). Dải tầm nhìn là khoảng cách mà một chùm sáng song song đi qua trong bầu khí quyển cho đến khi cường độ của nó giảm 2% so với giá trị ban đầu. Tầm nhìn được đo bằng một dụng cụ gọi là thiết bị đo truyền dẫn. Mô hình thực nghiệm phổ biến cho tán xạ Mie được cho bởi công thức (2.3) [142]:

$$\beta_a(\lambda) = \frac{3,91}{V} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-\delta} \quad (2.3)$$

trong đó V là dải tầm nhìn (tính theo mét) và δ được biểu diễn như sau [142]:

$$\delta = \begin{cases} 1.6 & \text{Mô hình Kim} & V > 50 \\ 1.3 & & 6 < V < 50 \\ 0.16V + 0.34 & & 1 < V < 6 \\ V - 0.5 & & 0.5 < V < 1 \\ 0 & & V < 0.5 \end{cases} \quad \delta = \begin{cases} 1.6 & \text{Mô hình Kruse} & V > 50 \\ 1.3 & & 6 < V < 50 \\ 0.585V^{1/3} & & V < 6 \end{cases} \quad (2.4)$$

Bảng 2.2 dưới đây đưa ra giá trị của dải tầm nhìn dưới các điều kiện thời tiết khác nhau.

Bảng 2.2. Điều kiện thời tiết và các giá trị tầm nhìn [52].

Điều kiện thời tiết	Dải tầm nhìn V (m)
Sương mù dày đặc	200
Sương mù trung bình	500
Sương mù nhẹ	770 – 1.000
Mưa lớn (25mm/h)	1.900 – 2.000
Mưa trung bình (12,5mm/h)	2.800 – 40.000
Khô ráo/Mưa bụi (0,25mm/h)	18.000 – 20.000
Rất khô ráo	23.000 – 50.000

Gần đây, trong nghiên cứu của Al Naboulsi đã đưa ra công thức tính suy hao tầng bình lưu và suy hao bức xạ sương mù trong dải bước sóng 690 – 1550 nm và dải tầm nhìn trong dải 50 – 1000 m như sau [1]:

$$\alpha_{Advection}(\lambda) = \frac{0,11478\lambda + 3,8367}{V} \quad (2.5)$$

$$\alpha_{Radiation}(\lambda) = \frac{0,18126\lambda^2 + 0,13709\lambda + 3,7502}{V} \quad (2.6)$$

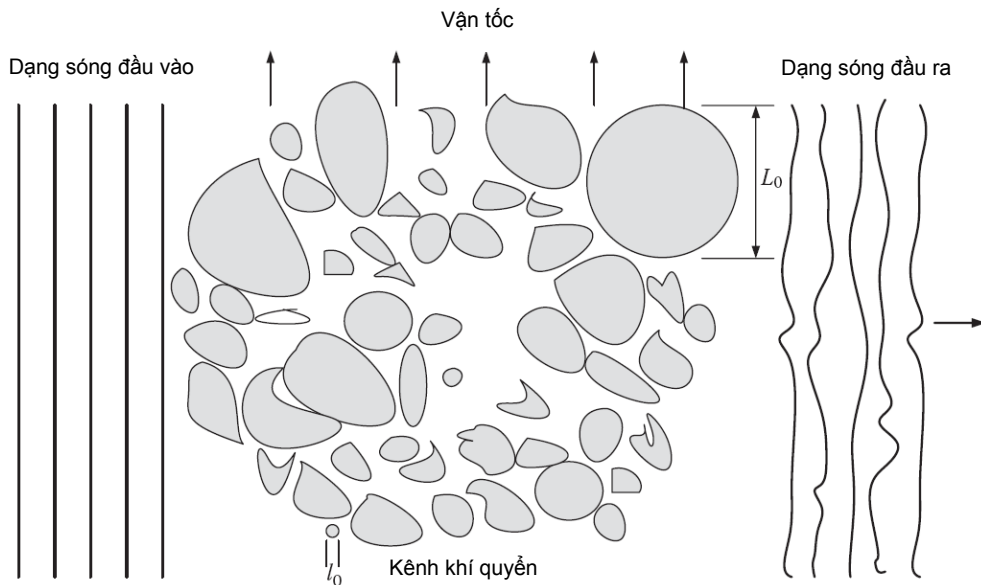
trong đó λ là bước sóng tính theo nm và tầm nhìn V tính theo mét. Tổn hao công suất do mưa và tuyết là thấp so với do tán xạ Mie.

2.3 NHIỀU LOẠN KHÍ QUYỂN

Bức xạ mặt trời bị hấp thụ bởi bề mặt Trái đất làm cho không khí xung quanh bề mặt Trái đất nóng hơn so với không khí tại những điểm cao hơn (so với mực nước biển). Lớp khí nóng này trở nên mỏng đi và bốc lên cao để hòa trộn một cách hỗn loạn với các vùng không khí lạnh hơn ở xung quanh, làm cho nhiệt độ không khí thay đổi một cách ngẫu nhiên [152]. Sự không đồng nhất (gây ra nhiễu loạn không khí) là do các ô nhỏ rời rạc, hoặc các xoáy lốc với nhiệt độ khác nhau, hoạt động như những lăng kính khúc xạ có các kích cỡ và chỉ số khúc xạ khác nhau. Sự tương tác giữa bức sóng quang và môi trường nhiễu loạn dẫn tới kết quả là pha và biên độ của trường quang mang thông tin thay đổi một cách ngẫu nhiên, làm cho hiệu năng của liên kết FSO bị suy giảm. Các ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển đã được đề cập trong Chương 1, ở chương này luận án sẽ đề cập đến các mô hình của nhiễu loạn khí quyển. Nhiễu loạn khí quyển được phân loại theo các mô hình phụ thuộc vào độ lớn của sự thay đổi chỉ số khúc xạ và sự không đồng nhất. Các mô hình này là một hàm của khoảng cách truyền dẫn của bức xạ quang qua môi trường khí quyển và được phân loại theo các mức độ yếu, trung bình và mạnh. Trong các phần tiếp theo của chương, các mô hình được mô tả bởi hàm mật độ xác suất (pdf) của sự biến động trường bức xạ. Tuy nhiên, do sự phức tạp trong các mô hình toán học nhiễu loạn khí quyển, nên không có mô hình chung điển hình. Trong chương này, luận án sẽ trình bày các mô hình được sử dụng phổ biến nhất, đó là mô hình log chuẩn và mô hình Gamma-Gamma.

Nhiễu loạn không khí dẫn tới sự biến đổi ngẫu nhiên của chỉ số khúc xạ khí quyển, n , dọc theo tuyến đường truyền dẫn của bức xạ quang qua môi trường khí quyển. Sự biến đổi chỉ số khúc xạ có nguyên nhân trực tiếp là sự biến đổi ngẫu nhiên của nhiệt độ khí quyển. Những sự thay đổi ngẫu nhiên về nhiệt độ là một hàm của áp suất khí quyển, độ cao so với mặt nước biển, và tốc độ gió. Mức độ nhỏ nhất và lớn nhất của các xoáy lốc trong khí quyển, tương ứng được gọi là kích thước cỡ nhỏ (inner scale), l_0 , và kích thước cỡ lớn (outer scale), L_0 , của sự nhiễu loạn. l_0 thường nằm trong khoảng một vài milimet trong khi L_0 có thể lên tới vài mét [15],

[152]. Các xoáy lốc yếu dạng thấu kính được mô tả như trong Hình 2.1, gây ra tác động xuyên nhiễu ngẫu nhiên giữa các vùng khác nhau của búp sóng truyền dẫn làm cho dạng sóng bị biến dạng.



Hình 2.1. Kênh khí quyển với các xoáy lốc hỗn loạn.

Trong những nỗ lực để mô hình hóa kênh khí quyển nhiễu loạn, ‘giả thuyết Taylor’ đã được chấp nhận rộng rãi. Giả thuyết này cho rằng các xoáy lốc hỗn loạn bị cố định (hay đóng băng) và chỉ có thể di chuyển trong dạng đóng băng với các thành phần ngang theo chiều gió. Điều này có nghĩa là các thay đổi theo thời gian trong mô hình búp sóng quang hay các đặc tính thông số của nó được gây ra bởi thành phần của gió, và thành phần này trực giao với hướng lan truyền của búp sóng quang. Ngoài ra, thời gian cố kết (coherence time), τ_0 , của khí quyển nhiễu loạn được đo đạc nằm trong khoảng vài mili-giây [106]. Giá trị này rất lớn nếu so sánh với khoảng thời gian của một ký hiệu dữ liệu điển hình, do đó kênh khí quyển nhiễu loạn có thể được mô tả như một ‘*kênh pha-đỉnh chậm*’ bởi vì sự nhiễu loạn của kênh không thay đổi trong khoảng thời gian của một ký hiệu dữ liệu.

Mối quan hệ giữa nhiệt độ không khí và chỉ số khúc xạ được xác định bởi (2.7) [36] trong khi đối với hầu hết các ứng dụng kỹ thuật, tốc độ thay đổi của chỉ số khúc xạ theo nhiệt độ được xác định bởi công thức (2.8) [75].

$$n = 1 + 77,6 \left(1 + 7,52 \times 10^{-3} \lambda^{-2} \right) \frac{P}{T_e} \times 10^{-6} \quad (2.7)$$

$$-dn/dT_e = 7,8 \times 10^{-5} P/T_e^2 \quad (2.8)$$

với P (mbar) là áp suất khí quyển, T_e nhiệt độ (độ Kenvin), λ bước sóng (μm). Ở độ cao gần mực nước biển, $-dn/dT_e \cong 10^{-6} K^{-1}$. Trong công thức (2.7) không tính tác động của độ ẩm không khí đến sự thay đổi của chiết suất vì ảnh hưởng này rất nhỏ ở các bước sóng của ánh sáng [106].

Sự phụ thuộc của chỉ số khúc xạ vào vị trí và thời gian $n(r,t)$ được xác định là tổng của giá trị chỉ số khúc xạ không gian tự do n_0 (không có nhiễu loạn) và thành phần biến đổi ngẫu nhiên do nhiễu loạn $n_1(r,t)$:

$$n(r,t) = n_0 + n_1(r,t) \quad (2.9)$$

Theo giả thuyết Taylor, sự thay đổi theo thời gian của chỉ số khúc xạ chủ yếu là do thành phần ngang của gió, nên thành phần biến đổi ngẫu nhiên trong công thức (2.9) được xác định theo (2.10):

$$n_1(r,t) = n_1(r-vt) \quad (2.10)$$

với v là vận tốc gió, vuông góc với hướng truyền lan.

Trong khí quyển nhiễu loạn, một thông số quan trọng để đặc tính hóa lượng thay đổi của chỉ số khúc xạ là tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ, C_n^2 , được giới thiệu bởi Kolmogorov [85]. Giá trị của C_n^2 thay đổi theo độ cao so với mặt nước biển, và có một mô hình thông dụng dùng để mô tả giá trị này, đó là mô hình Hufnagel-Valley (H-V) được cho theo công thức (2.11) [15]:

$$C_n^2(h') = 0,00549(v/27)^2 (10^{-5} h')^{10} \exp(-h'/1000) + 2,7 \cdot 10^{-16} \exp(-h'/1500) + \hat{A} \exp(-h'/100) \quad (2.11)$$

trong đó \hat{A} là giá trị danh định của $C_n^2(0)$ tại mặt đất (tính theo đơn vị $\text{m}^{-2/3}$), h' là độ cao so với mặt nước biển (tính theo đơn vị mét) và v là vận tốc gió (tính theo đơn vị m/s). Giá trị của tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ thay đổi theo độ cao so với mặt nước biển, nhưng đối với trường quang lan truyền theo chiều ngang tham số này

thường được giả định là hằng số. Giá trị điển hình của C_n^2 nằm trong khoảng từ $10^{-12} \text{ m}^{-2/3}$ đối với nhiễu loạn mạnh cho tới $10^{-17} \text{ m}^{-2/3}$ đối với nhiễu loạn yếu, và giá trị trung bình vào khoảng $10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ [56].

Một tham số tương tự đặc trưng cho sự thay đổi nhiệt độ là tham số cấu trúc nhiệt độ (C_T^2), nó được xác định thông qua C_n^2 bởi công thức (2.12) [75]:

$$C_n^2 = \left(\frac{dn}{dT_e} \right)^2 C_T^2 \quad (2.12)$$

Trong miền tần số, mật độ phổ công suất của sự thay đổi chỉ số khúc xạ được xác định như sau [75]:

$$\Phi_n(k_s) = 0,033 C_n^2 k_s^{-11/3}; \quad 2\pi/L_0 \ll k_s \ll 2\pi/l_0 \quad (2.13)$$

với k_s là số sóng. Tuy nhiên, với một giá trị lớn của k_s công thức này sẽ bị thay đổi.

Để xác định công thức cho các thuộc tính thống kê, cụ thể là pdf và phương sai của búp sóng quang truyền qua khí quyển nhiễu loạn, ta giả thiết như sau:

- Khí quyển là kênh không tiêu hao năng lượng đối với các sóng lan truyền. Giả thiết này là do hấp thụ sóng bởi bầu khí quyển và bức xạ nhiệt là không đáng kể.
- Quá trình tán xạ bởi các xoáy nhiễu loạn không gây ra suy hao năng lượng búp sóng quang. Do đó, năng lượng trung bình có sự hiện diện của nhiễu loạn được giả sử là bằng năng lượng trung bình khi không có nhiễu loạn khí quyển.

2.3.1 Mô hình nhiễu loạn Log-chuẩn

Trong mô tả pdf của biên động trường quang trong kênh khí quyển nhiễu loạn, búp sóng được đại diện bởi thành phần điện trường \vec{E} . Bằng cách sử dụng phương trình Maxwell cho trường hợp môi trường điện môi biến đổi, ta có công thức (2.14) [106]:

$$\nabla^2 \vec{E} + k_s^2 n^2 \vec{E} + 2\nabla \left[\vec{E} \cdot \nabla \ln(n) \right] = 0 \quad (2.14)$$

trong đó số sóng $k_s = 2\pi / \lambda$; $\vec{\nabla} = \left(\frac{\partial}{\partial x}\right)i + \left(\frac{\partial}{\partial y}\right)j + \left(\frac{\partial}{\partial z}\right)k$ với i, j và k là các vector đơn vị theo các trục x, y, z . Thành phần cuối cùng trong vế trái của công thức (2.14) đặc trưng cho nhiễu loạn gây ra sự suy giảm phân cực của sóng. Với nhiễu loạn khí quyển yếu (đặc trưng bởi tán xạ đơn), sự suy giảm của sóng là không đáng kể [52],[75]. Trong thực tế, người ta đã chứng minh được rằng sự suy giảm phân cực của sóng là không đáng kể ngay cả trong điều kiện nhiễu loạn khí quyển mạnh. Công thức (2.14) được viết gọn thành:

$$\nabla^2 \vec{E} + k_s^2 n^2 \vec{E} = 0 \quad (2.15)$$

Để thuận tiện cho việc sử dụng về sau, vector vị trí được kí hiệu là r và \vec{E} kí hiệu là $E(r)$.

Để giải phương trình (2.15), Tatarski [114] đưa vào biến phức Gauss $\Psi(r)$ được định nghĩa là logarit tự nhiên của trường truyền lan $E(r)$ (công thức 2.16) và gọi nó là biến đổi Rytov:

$$\Psi(r) = \ln[E(r)] \quad (2.16)$$

Phương pháp Rytov cũng dựa trên giả thiết cơ bản là nhiễu loạn khí quyển yếu và nó được đặc trưng bởi quá trình tán xạ đơn. Bằng cách dùng biến đổi Rytov (2.16), và cân bằng chỉ số khúc xạ trung bình của kênh, $n_0 = 1$, phương trình (2.15) chuyển thành phương trình Riccati (phương trình đã có cách giải):

$$\nabla^2 \Psi + (\nabla \Psi)^2 + k_s^2 (1 + n_1)^2 = 0 \quad (2.17)$$

Tiếp theo, phân tích $\Psi(r)$ về dạng trong không gian tự do $\Psi_0(r)$ và kênh nhiễu loạn $\Psi_1(r)$, ta có $\Psi(r) = \Psi_0(r) + \Psi_1(r)$. Kết hợp điều này với sự thay đổi của biến Rytov (2.16), ta được:

$$\Psi_1(r) = \Psi(r) - \Psi_0(r) \quad (2.18)$$

$$\Psi_1(r) = \ln[E(r)] - \ln[E_0(r)] = \ln\left[\frac{E(r)}{E_0(r)}\right] \quad (2.19)$$

trong đó
$$E(r) = A(r)\exp(i\phi(r)) \quad (2.20a)$$

$$E_0(r) = A_0(r)\exp(i\phi_0(r)) \quad (2.20b)$$

với $A(r)$ và $\phi(r)$ là biên độ và pha của trường khi có nhiễu loạn khí quyển còn $A_0(r)$ và $\phi_0(r)$ là biên độ và pha của trường khi không có nhiễu loạn khí quyển. Những sự biến đổi này có thể được sử dụng để tìm nghiệm của (2.17) (mô tả đặc tính của trường trong bầu khí quyển có nhiễu loạn yếu). Trong việc xác định phân bố thống kê của sự biến động cường độ bức xạ, trước hết ta kết hợp các phương trình (2.19) và (2.20) để nhận được sự thay đổi biên độ trường do nhiễu loạn theo (2.21):

$$\Psi_1(r) = \ln \left[\frac{A(r)}{A_0(r)} \right] + i[\phi(r) - \phi_0(r)] = X + i\delta_1 \quad (2.21)$$

Vì $\Psi_1(r)$ có phân bố Gauss, do đó X (sự biến đổi log-biên độ của trường quang) có phân bố Gauss và δ_1 (sự biến đổi về pha của trường quang) cũng có phân bố Gauss. Tuy nhiên, ta chỉ đề cập đến biên độ trường quang nên pdf của X có dạng [56], [106]:

$$p(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp \left\{ -\frac{(X - E[X])^2}{2\sigma_x^2} \right\} \quad (2.22)$$

với $E[X]$ là kỳ vọng của X và σ_x^2 là phương sai log-biên độ, thường được gọi là tham số Rytov. σ_x^2 đặc trưng cho mức độ biến động biên độ trường trong khí quyển nhiễu loạn, được xác định thông qua tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ, và cự ly truyền dẫn L , theo các công thức (2.23) [75]:

$$\sigma_x^2 = 0,56k_s^{7/6} \int_0^L C_n^2(x)(L-x)^{5/6} dx \text{ đối với sóng phẳng} \quad (2.23a)$$

$$\text{và } \sigma_x^2 = 0,563k_s^{7/6} \int_0^L C_n^2(x)(x/L)^{5/6}(L-x)^{5/6} dx \text{ đối với sóng cầu} \quad (2.23b)$$

Đối với trường phân cực ngang truyền qua môi trường nhiễu loạn, tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ C_n^2 là hằng số, và phương sai log-cường độ trường (với giả thiết truyền lan sóng cầu) được xác định theo:

$$\sigma_l^2 = 1,23C_n^2 k_s^{7/6} L^{11/6} \quad (2.24)$$

Cường độ trường trong môi trường nhiễu loạn là $I = |A(r)|^2$ trong khi cường độ trường trong môi trường không gian tự do (không có nhiễu loạn) là $I_0 = |A_0(r)|^2$, log-cường độ được xác định theo:

$$l = \log_e \left| \frac{A(r)}{A_0(r)} \right|^2 = 2X \quad (2.25)$$

do đó $I = I_0 \exp(l)$ (2.26)

Để nhận được hàm mật độ xác suất cường độ trường, đặt $p(I) = p(X) \left| \frac{dX}{dI} \right|$, ta nhận được hàm phân bố log-chuẩn như sau:

$$p(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \frac{1}{I} \exp \left\{ -\frac{(\ln(I/I_0) - E[l])^2}{2\sigma_l^2} \right\} \quad I \geq 0 \quad (2.27)$$

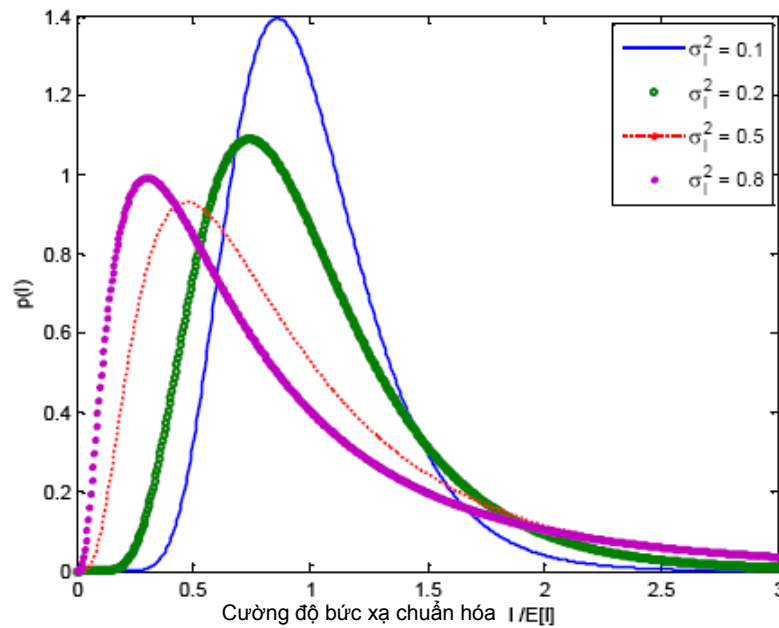
Trong điều kiện nhiễu loạn yếu, phân bố log-chuẩn là mô hình phù hợp. Theo (2.25) phương sai log-cường độ $\sigma_l^2 = 4\sigma_x^2$ và trị trung bình log-cường độ $E[l] = 2E[X]$. Dựa trên giả thiết quá trình tán xạ bởi các xoáy nhiễu loạn không gây ra suy hao năng lượng búp sóng quang nên năng lượng trung bình có sự hiện diện của nhiễu loạn được giả sử là bằng năng lượng trung bình khi không có nhiễu loạn khí quyển ta có $E[\exp(l)] = 2E[I/I_0] = 1$. Vì không có năng lượng bị tiêu hao trong suốt quá trình tán xạ bao gồm cả nhiễu loạn nên $E[I] = I_0$. Kỳ vọng $E[l]$ nhận được bằng cách đặt mối quan hệ chuẩn hóa (2.28):

$$E[\exp(az)] = \exp(aE[z] + 0,5a^2\sigma_z^2) \quad (2.28)$$

$$1 = \exp(E[I] + 0,5\sigma_I^2) \quad (2.29)$$

$$\text{do đó} \quad E[I] = -\sigma_I^2 / 2 \quad (2.30)$$

Hàm mật độ xác suất (pdf) log-chuẩn được thể hiện trong Hình 2.2 với các giá trị khác nhau của phương sai log-cường độ σ_I^2 . Khi giá trị của σ_I^2 tăng, phân bố trở nên sai lệch.



Hình 2.2. Hàm mật độ xác suất log-chuẩn với $E[I]=1$ cho một dải giá trị của σ_I^2 [55].

Sau khi nhận được pdf của thay đổi cường độ, ta xác định phương sai σ_I^2 theo :

$$\sigma_I^2 = E[I^2] - E[I]^2 = I_o^2 \{E[\exp(2I)] - E[\exp(I)]^2\} \quad (2.31)$$

Bằng cách áp dụng các công thức từ (2.28) đến (2.31) và thay $E[I]$, phương sai cường độ nhận được là:

$$\sigma_I^2 = I_o^2 [\exp(\sigma_I^2) - 1] \quad (2.32)$$

Phương sai chuẩn hóa thường được gọi là chỉ số nhấp nháy $S.I$ và được xác định theo công thức sau [13]:

$$S.I = \sigma_N^2 = \frac{\sigma_I^2}{I_o^2} = [\exp(\sigma_I^2) - 1] \quad (2.33)$$

Giả thuyết Rytov được sử dụng để mô tả sự nhiễu loạn khí quyển và đã xét cho mô hình nhiễu loạn log-chuẩn. Giả thuyết này dự đoán rằng các tham số Rytov tăng không giới hạn theo tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ hoặc độ dài đường truyền. Tuy nhiên, dựa trên các kết quả thử nghiệm được đề cập trong [106], dự đoán này đúng với trường hợp nhiễu loạn yếu, khi $\sigma_x^2 \leq 0,3$. Khi cường độ nhiễu loạn tăng, do sự kết hợp của độ dài đường truyền tăng và/hoặc C_n^2 tăng, các xoáy nhiễu loạn tạo ra đa tán xạ không được tính đến trong mô hình Rytov [75].

Dựa trên các thí nghiệm được báo cáo trong [75] chỉ số nhấp nháy $S.I$ tăng tuyến tính với tham số Rytov trong vùng nhiễu loạn yếu và tiếp tục tăng đến giá trị cực đại lớn hơn 1. Vùng mà trong đó $S.I$ đạt giá trị tối đa đặc trưng cho cường độ cao nhất của sự không đồng nhất. Sau đó $S.I$ bắt đầu giảm do nhiễu (là kết quả của tán xạ nhân).

2.3.2 Mô hình nhiễu loạn Gamma-Gamma

Mô hình nhiễu loạn Gamma-Gamma được đề xuất bởi Andrews [16], sự thăng giáng của trường quang truyền qua khí quyển nhiễu loạn được giả thiết bao gồm các ảnh hưởng phạm vi nhỏ (tán xạ) và ảnh hưởng phạm vi lớn (khúc xạ). Các thăng giáng phạm vi lớn được tạo ra bởi các xoáy nhiễu loạn lớn hơn vùng Fresnel thứ nhất hoặc vùng tán xạ. Các xoáy nhiễu loạn kích thước nhỏ được giả định được điều chế bởi các xoáy nhiễu loạn kích thước lớn. Do đó, cường độ trường quang thu chuẩn hóa I được xác định là tích của hai quá trình ngẫu nhiên độc lập thống kê I_x và I_y .

$$I = I_x I_y \quad (2.34)$$

I_x và I_y phát sinh từ các xoáy nhiễu loạn kích thước lớn và kích thước nhỏ, được đề xuất tuân theo phân bố Gamma [16]. Hàm mật độ xác suất (pdf) của chúng được xác định:

$$p(I_x) = \frac{\alpha(\alpha I_x)^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \exp(-\alpha I_x); \quad I_x > 0; \alpha > 0 \quad (2.35a)$$

$$p(I_y) = \frac{\beta(\beta I_y)^{\beta-1}}{\Gamma(\beta)} \exp(-\beta I_y); \quad I_y > 0; \beta > 0 \quad (2.35b)$$

Bằng cách cố định I_x và thay thế $I_y = I / I_x$, ta nhận được pdf có điều kiện như sau:

$$p(I / I_x) = \frac{\beta(\beta I / I_x)^{\beta-1}}{I_x \Gamma(\beta)} \exp(-\beta I / I_x); \quad I > 0 \quad (2.36)$$

trong đó I_x là giá trị trung bình của I .

Để nhận được phân bố cường độ vô điều kiện, xác suất có điều kiện $p(I / I_x)$ được tính trung bình trên phân bố thống kê của I_x , được xác định theo (2.35a) để có được hàm phân bố cường độ trường theo phân bố Gamma-Gamma như sau [12]:

$$p(I) = \int_0^{\infty} p(I / I_x) p(I_x) dI_x = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} I^{\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta I}); \quad I > 0 \quad (2.37)$$

trong đó, α và β đại diện cho số lượng hiệu dụng của các xoáy kích thước lớn và xoáy kích thước nhỏ của quá trình tán xạ. $K_n(\cdot)$ là hàm Bessel sửa đổi loại 2 bậc n và $\Gamma(\cdot)$ là hàm Gamma. Nếu trường quang tại máy thu được giả định là sóng phẳng, thì hai tham số α , β đặc trưng cho pdf của biến động cường độ theo các điều kiện khí quyển và được xác định như sau [12]:

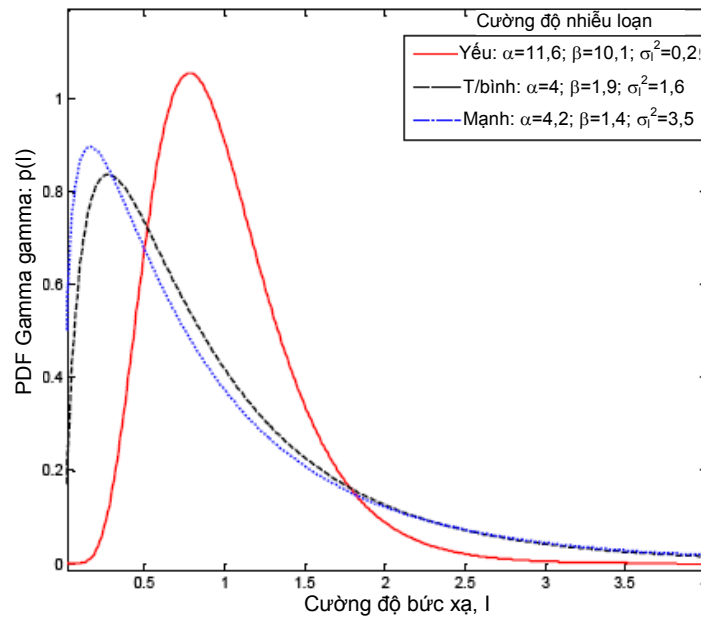
$$\alpha = \left[\exp\left(\frac{0,49\sigma_l^2}{(1+1,11\sigma_l^{12/5})^{7/6}} \right) - 1 \right]^{-1} \quad (2.38a)$$

$$\beta = \left[\exp\left(\frac{0,51\sigma_l^2}{(1+0,69\sigma_l^{12/5})^{5/6}} \right) - 1 \right]^{-1} \quad (2.38b)$$

trong khi đó, chỉ số nhấp nháy được xác định bởi [13]:

$$S.I = \sigma_N^2 = \exp \left[\frac{0,49\sigma_l^2}{\left(1+1,11\sigma_l^{12/5}\right)^{7/6}} + \frac{0,51\sigma_l^2}{\left(1+0,69\sigma_l^{12/5}\right)^{5/6}} \right] - 1 \quad (2.39)$$

Hình 2.3 mô tả phân bố Gamma-Gamma cho ba chế độ nhiễu loạn khác nhau là yếu, trung bình và mạnh. Ta thấy rằng nhiễu loạn tăng từ yếu đến mạnh thì phân bố trải rộng hơn.

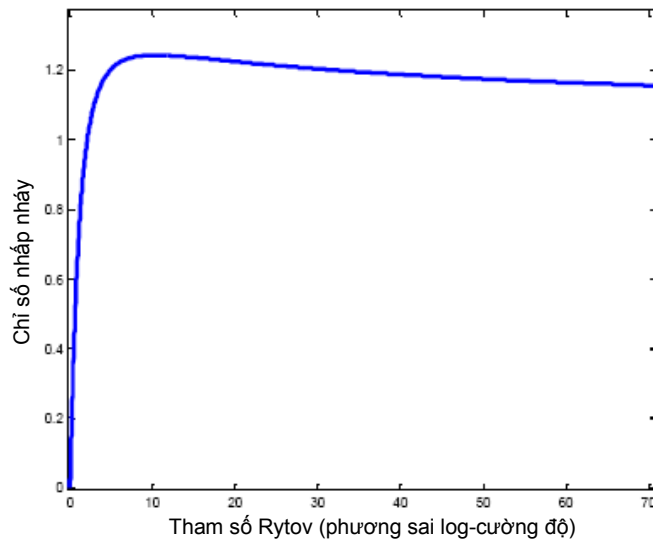


Hình 2.3. Hàm mật độ xác suất Gamma-Gamma cho ba chế độ nhiễu loạn khác nhau: yếu, trung bình và mạnh [55].

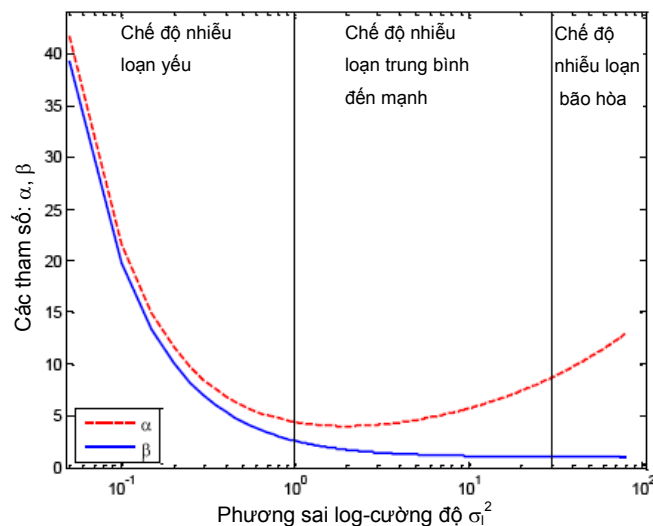
Mô hình nhiễu loạn Gamma-gamma theo (2.37) có giá trị cho tất cả các kịch bản nhiễu loạn từ yếu đến mạnh, các giá trị của α và β ở bất kỳ chế độ nào cũng được xác định theo (2.38). Hình 2.4 chỉ ra sự thay đổi của $S.I$ là một hàm của tham số Rytov dựa trên (2.37), biểu đồ này chỉ ra rằng khi tham số Rytov tăng, $S.I$ tiệm cận giá trị cực đại lớn hơn 1 và sau đó tiệm cận 1 khi nhiễu loạn gây ra phađinh tiệm cận chế độ bão hòa. Các giá trị của α và β theo các chế độ nhiễu loạn khác nhau được mô tả trong Hình 2.5.

Trong chế độ nhiễu loạn rất yếu, $\alpha \gg 1$ và $\beta \gg 1$ như chỉ trong Hình 2.5, điều này có nghĩa số lượng hiệu dụng các xoáy kích thước lớn và xoáy kích thước nhỏ là rất lớn. Nhưng khi biến động cường độ bức xạ tăng (vượt quá $\sigma_l^2 = 0,2$) và

chế độ tập trung được tiếp cận, thì α và β giảm đáng kể (như chỉ trong Hình 2.5). Ngoài chế độ tập trung (trung bình đến mạnh) và tiệm cận đến chế độ bão hòa, $\beta \rightarrow 1$. Điều này có nghĩa là số lượng hiệu dụng của các xoáy kích thước nhỏ giảm đến một giá trị xác định bởi bán kính kết hợp không gian của sóng ánh sáng [12]. Mặt khác, số lượng hiệu dụng của tán xạ khúc xạ rời rạc, α , lại tăng khi nhiễu loạn tăng và cuối cùng trở thành không giới hạn trong chế độ bão hòa như chỉ trong Hình 2.5.



Hình 2.4. S/I theo phương sai log-cường độ với $C_n^2 = 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ và $\lambda = 850 \text{ nm}$ [55].



Hình 2.5. Giá trị của α và β với các chế độ nhiễu loạn khác nhau: yếu, trung bình, mạnh và bão hòa [55].

2.4 MÔ HÌNH PHA-ĐINH DO LỆCH HƯỚNG

Sự lệch hướng là độ dịch giữa tâm búp sóng quang và tâm thấu kính thu. Sự lệch hướng bao gồm hai thành phần, đó là sự lệch hướng cố định và sự lệch hướng ngẫu nhiên. Với yêu cầu đường truyền tầm nhìn thẳng của hệ thống FSO, độ chính xác thẳng hướng có vai trò quan trọng ảnh hưởng tới hiệu năng và độ tin cậy của hệ thống FSO. Tuy nhiên, gió và sự co giãn do nhiệt độ dẫn tới sự rung lắc của nơi gắn thiết bị, điều này gây ra sự lệch hướng và pha-đinh tín hiệu tại phía thu [19].

Để đánh giá pha-đinh tín hiệu do ảnh hưởng của sự lệch hướng, búp sóng quang được mô hình hóa theo mô hình phân bố Gauss với phân bố cường độ tín hiệu phát chuẩn hóa theo không gian tại khoảng cách z từ bộ phát xác định theo [122]:

$$I_{beam}(\rho; z) = \frac{2}{\pi\omega_z^2} \exp\left(-\frac{2\|\rho\|^2}{\omega_z^2}\right) \quad (2.40)$$

với ρ là vectơ bán kính từ tâm búp sóng quang, và ω_z là độ rộng búp sóng quang (bán kính búp sóng Gauss tính tại e^{-2}) tại khoảng cách z . Dưới điều kiện khí quyển

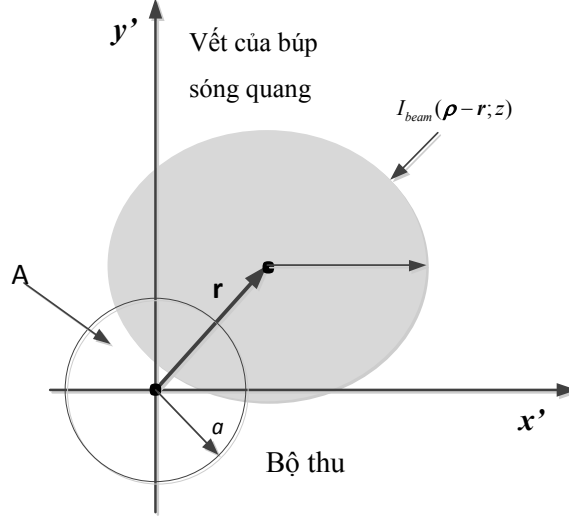
nhiều loạn, ta có thể được xấp xỉ $\omega_z \approx \omega_0 \left[1 + \varepsilon \left(\frac{\lambda z}{\omega_0^2}\right)^2\right]^{1/2}$ [43] với ω_0 là độ rộng búp

sóng tại $z = 0$, $\varepsilon = (\zeta_S + 2\omega_0^2 / \rho_0^2(z))$ và $\rho_0(z) = (0,55C_n^2 k_s^2 z)^{-3/5}$ [42] là độ dài kết hợp. ζ_S là tham số kết hợp nguồn, tham số này có giá trị bằng 1 với búp sóng kết hợp. Giá trị của ζ_S có thể thay đổi nhờ đặt một bộ phân tán pha ngay trước nguồn laser.

Hình 2.6 biểu diễn một thấu kính thu có bán kính a và vết của một búp sóng quang dạng Gauss tại phía thu với phân bố cường độ I_{beam} . Tổn hao hình học do sự mở rộng búp sóng tại phía thu kết hợp với ảnh hưởng của lệch hướng được xác định theo [42]:

$$h_p(r; z) = \int_A I_{beam}(\rho - r; z) d\rho \quad (2.41)$$

trong đó, r là độ lệch giữa tâm thấu kính thu và tâm vết búp sóng quang trên mặt phẳng chứa bộ thu, $h_p(\cdot)$ là phần công suất thu được bởi bộ thu, và A là diện tích vùng thu.



Hình 2.6. Mô hình lệch hướng giữa búp sóng quang và bộ thu.

Như minh họa trong Hình 2.6, h_p là một hàm số của véc-tơ r (gồm biên độ và pha của véc-tơ). Tuy nhiên, do tính đối xứng của búp sóng quang và giả thiết vùng thu có dạng tròn, $h_p(r; z)$ chỉ phụ thuộc vào biên độ của $r = \|r\|$. Vì vậy, không mất tính tổng quát, có thể giả sử rằng véc-tơ độ lệch được đặt dọc theo trục x' . Tỷ lệ công suất thu được tại máy thu với bán kính thấu kính thu a trong mặt phẳng nằm ngang có thể biểu diễn như sau:

$$h_p(r; z) = \int_{-a-\zeta}^a \int_{-a-\zeta}^{\zeta} \frac{2}{\pi\omega_z^2} \exp\left(-2\frac{(x'-r)^2 + y'^2}{\omega_z^2}\right) dy' dx' \quad (2.42)$$

Phép tích phân trong (2.42) có thể xấp xỉ bởi một hàm Gauss như sau [42]:

$$h_p(r; z) \approx A_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{\omega_{z_{eq}}^2}\right) \quad (2.43)$$

trong đó $v = \frac{\sqrt{\pi}a}{\sqrt{2}\omega_z}$, $A_0 = [\text{erf}(v)]^2$ là tỷ lệ công suất thu được tại $r = 0$ và

$$\omega_{z_{eq}}^2 = \frac{\omega_z^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(v)}{2 \text{verf}(-v^2)} .$$

Coi các phân bố lệch hướng cho phương ngang và phương thẳng đứng là các phân bố Gauss độc lập và giống nhau. Độ lệch hướng r tại bộ thu là một biến ngẫu nhiên được mô hình hóa bởi phân bố Rayleigh [42]:

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_s^2}\right), \quad r > 0 \quad (2.44)$$

trong đó σ_s^2 là phương sai jitter tại phía thu. Kết hợp (2.43) và (2.44) ta được phân bố xác suất của h_p là:

$$f_{h_p}(h_p) = \frac{\gamma^2}{A_0^{\gamma^2}} h_p^{\gamma^2-1}, \quad 0 \leq h_p \leq A_0 \quad (2.45)$$

với $\gamma = \omega_{z_{eq}} / 2\sigma_s$ là tỉ số giữa bán kính búp sóng quang tương đương tại bộ thu và độ lệch chuẩn của sự lệch hướng tại máy thu.

2.5 MÔ HÌNH ẢNH HƯỞNG CỦA DÃN XUNG

Trong nghiên cứu của các tác giả khác liên quan đến việc phân tích hiệu năng hệ thống như [100], ảnh hưởng của dẫn xung tín hiệu do nhiễu loạn khí quyển đến hiệu năng của hệ thống FSO chưa được đề cập do các hệ thống FSO xét đến trước đây truyền dẫn ở tốc độ thấp (dưới 10 Gbit/s). Tuy nhiên, khi tăng tốc độ truyền dẫn từ 10 Gbit/s trở lên, đặc biệt là khi kỹ thuật PPM và đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) được triển khai trong FSO, ảnh hưởng của dẫn xung lên hiệu năng hệ thống FSO cần phải được tính đến do các xung quang hẹp được phát đi sẽ chịu ảnh hưởng mạnh của dẫn xung.

Trong luận án này, xung Gauss được sử dụng cho tín hiệu quang truyền trong khí quyển và phân tích ảnh hưởng của nhiễu loạn lên xung tín hiệu quang [J1], [J2],

[C2], [C3], [C7]. Xung quang dạng Gauss có tính thực tế cao hơn so với xung vuông được sử dụng trong phần lớn các nghiên cứu khác. Biên độ trường quang của xung Gauss ở phía phát có thể biểu diễn như sau [148]:

$$A_t(t) = \sqrt{P_p} \exp\left(-\frac{t^2}{T_o^2}\right) \quad (2.46)$$

trong đó P_p và T_o tương ứng là công suất đỉnh và nửa độ rộng của xung đầu vào tại mức biên độ $1/e$. Gọi P_t là công suất phát trung bình của xung quang, P_t có thể được tính toán như sau:

$$P_t = \frac{1}{T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} |A_t(t)|^2 dt \quad (2.47)$$

với T_b là độ rộng một bit mà trong đó xung quang dạng Gauss được phát đi. Giả thiết rằng biên độ của xung Gauss đơn vị suy giảm về gần bằng 0 tại các điểm biên $-T_b/2$ và $+T_b/2$, giới hạn tích phân trong công thức (2.47) có thể thay thế bởi giới hạn $-\infty$ và ∞ . Công thức (2.47) có thể viết lại như sau:

$$P_t \approx \frac{P_p}{T_b} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{2t^2}{T_o^2}\right) dt = P_p \frac{T_o}{\sqrt{2}T_b} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-x^2) dx = P_p \frac{\sqrt{\pi}T_o}{\sqrt{2}T_b} \quad (2.48)$$

trong đó $x = \sqrt{2}t/T_o$ và tích phân Gauss $\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-x^2) dx = \sqrt{\pi}$.

Dưới ảnh hưởng của nhiễu loạn, xung quang nhận được tại phía thu bị dẫn rộng và công suất đỉnh bị suy giảm. Biên độ xung quang nhận được ở phía thu trong trường hợp không tính đến ảnh hưởng của suy hao đường truyền được biểu diễn như sau [148]:

$$A_r(t) = \sqrt{P_p} \frac{T_o}{\sqrt{T_o^2 + 8\theta}} \exp\left(-\frac{t^2}{T_o^2 + 8\theta}\right) \quad (2.49)$$

trong đó θ là tham số quyết định mức độ ảnh hưởng của giãn xung và suy giảm công suất đỉnh và có thể tính toán như sau [148]:

$$\theta = \frac{0,3908 C_n^2 L L_0^{5/3}}{c^2} \quad (2.50)$$

trong đó L (m) là khoảng cách giữa phía phát và phía thu, L_0 là kích thước cỡ lớn của xoáy lốc gây nhiễu loạn, c là vận tốc ánh sáng.

Do xung quang bị dẫn rộng, năng lượng của nó có thể bị trải ra ngoài độ rộng một bit. Điều này dẫn đến công suất trung bình xung quang xét trong giới hạn thời gian của một bit khi có tính đến ảnh hưởng của dẫn xung (P_{r-b}) suy giảm so với công suất trung bình khi không xét đến ảnh hưởng của dẫn xung (P_t). Hệ số suy giảm công suất do dẫn xung có thể định nghĩa như sau [J2], [C3], [C7]:

$$h_i^b = \frac{P_{r-b}}{P_t} = \frac{1}{P_t T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} |A_r(t)|^2 dt \quad (2.51)$$

Hệ số suy giảm công suất này sẽ được bổ sung vào mô hình kênh kết hợp được trình bày tiếp sau đây nhằm phản ánh đầy đủ hơn các ảnh hưởng của đường truyền lên tín hiệu quang.

2.6 MÔ HÌNH KÊNH KẾT HỢP BỔ SUNG THAM SỐ

Dòng điện tách quang tại bộ thu chịu ảnh hưởng của sự thăng giáng cường độ do nhiễu loạn, lệch hướng và nhiễu. Với \mathcal{R} là đáp ứng của bộ tách quang, cường độ dòng tách quang được biểu diễn như sau:

$$y = h\mathcal{R}P_t + n_s \quad (2.52)$$

trong đó, P_t là công suất phát trung bình của một xung quang và n_s là dòng nhiễu; h là tham số trạng thái kênh FSO đặc trưng cho suy hao ngẫu nhiên của kênh truyền FSO.

Trong mô hình kênh kết hợp đề xuất trong luận án này, h bao gồm bốn thành phần (1) suy hao đường truyền h_i^a , (2) tổn hao do dẫn xung h_i^b , (3) tổn hao hình học và lệch hướng h_p và (4) nhiễu loạn không khí $h_a = I/I_0$, trong đó I là cường độ tín hiệu thu khi có tính đến ảnh hưởng của nhiễu loạn và I_0 là cường độ tín hiệu thu khi

không xét đến ảnh hưởng của nhiễu loạn. Do đó, tham số trạng thái kênh có thể biểu diễn như sau:

$$h = h_l^a h_l^b h_a h_p = h_l h_a h_p \quad (2.53)$$

trong đó, $h_l = h_l^a h_l^b$ được coi như không đổi với các điều kiện đường truyền xác định. h_p và h_a là ngẫu nhiên theo các phân bố như đã đề cập ở các công thức (2.27), (2.37), (2.43) và (2.45). Thay giá trị cường độ tín hiệu quang I trong công thức (2.27) và (2.37) theo h_a , phân bố cường độ theo mô hình log-chuẩn và Gamma-Gamma có thể viết lại ở công thức (2.54):

$$f_{h_a}(h_a) = \frac{1}{2h_a \sqrt{2\pi\sigma_X^2}} \exp\left(-\frac{(\ln h_a + 2\sigma_X^2)}{8\sigma_X^2}\right) \quad (2.54a)$$

$$f_{h_a}(h_a) = \frac{2(\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} (h_a)^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta h_a}) \quad (2.54b)$$

Hàm mật độ xác suất của $h = h_l h_p h_a$ có thể biểu diễn theo (2.55):

$$f_h(h; \omega_z) = \int f_{h|h_a}(h|h_a) f_{h_a}(h_a) dh_a \quad (2.55)$$

trong đó, $f_h(h; \omega_z)$ hàm mật độ xác suất được tham số hóa bởi độ rộng búp sóng ω_z và $f_{h|h_a}(h|h_a)$ là xác suất có điều kiện với trạng thái nhiễu loạn h_a đã cho. Vì h_l là tiên định đóng vai trò như hệ số tỉ lệ, xác suất có điều kiện có thể biểu diễn theo (2.56):

$$f_{h|h_a}(h|h_a) = \frac{1}{h_a h_l} f_{h_p}\left(\frac{h}{h_a h_l}\right) = \frac{\gamma^2}{A_0^{\gamma^2} h_a h_l} \left(\frac{h}{h_a h_l}\right)^{\gamma^2-1}, \quad 0 \leq h \leq A_0 h_a h_l \quad (2.56)$$

Thay (2.56) vào (2.55) ta được công thức (2.57):

$$f_h(h; \omega_z) = \frac{\gamma^2}{(A_0 h_l)^{\gamma^2}} h^{\gamma^2-1} \int_{h/A_0 h_l}^{\infty} h_a^{-\gamma^2} f_{h_a}(h_a) dh_a \quad (2.57)$$

Trạng thái kênh kết hợp cho hai trường hợp nhiễu loạn Log-chuẩn và Gamma-Gamma nhận được bằng việc thay $f_{h_a}(h_a)dh_a$ từ công thức (2.54a) và (2.54b) vào (2.57). Cụ thể như sau:

Mô hình kênh kết hợp Log-chuẩn

$$f_h(h; \omega_z) = \frac{\gamma^2}{(A_0 h_l)^{\gamma^2}} h^{\gamma^2-1} \int_{h/A_0 h_l}^{\infty} h_a^{-\gamma^2} \frac{1}{2h_a \sqrt{2\pi\sigma_X^2}} \exp\left(-\frac{(\ln h_a + 2\sigma_X^2)}{8\sigma_X^2}\right) dh_a \quad (2.58a)$$

Mô hình kênh kết hợp Gamma-Gamma

$$f_h(h; \omega_z) = \frac{2\gamma^2 (\alpha\beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{(A_0 h_l)^{\gamma^2} \Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} h^{\gamma^2-1} \int_{h/A_0 h_l}^{\infty} h_a^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1-\gamma^2} K_{\alpha-\beta}(2\sqrt{\alpha\beta h_a}) dh_a \quad (2.58b)$$

2.7 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2

Nội dung Chương 2 đã trình bày chi tiết về mô hình giải tích, thống kê của kênh truyền thông quang không dây FSO, trong đó mô hình hóa các ảnh hưởng của các tham số chính của kênh truyền lên cường độ tín hiệu quang tại phía thu. Ngoài các ảnh hưởng thường được xem xét là tổn hao đường truyền, nhiễu loạn khí quyển và pha-đỉnh do lệch hướng, Chương 2 cũng đã trình bày đóng góp của nghiên cứu sinh trong việc đưa bổ sung tham số phản ánh ảnh hưởng của dẫn xung lên tín hiệu quang vào mô hình kênh FSO. Tham số phản ánh ảnh hưởng của dẫn xung lên tín hiệu quang được xây dựng dựa trên giả thiết xung quang có dạng Gauss, có tính thực tế cao hơn so với giả thiết xung quang có dạng xung vuông như phần lớn các nghiên cứu vẫn đang sử dụng. Cuối cùng, Chương 2 trình bày mô hình kênh kết hợp có bổ sung tham số trong đó tham số hệ số kênh (h) có thể phản ánh được đầy đủ hơn các ảnh hưởng của kênh truyền.

CHƯƠNG 3: CÁC GIẢI PHÁP CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐIỂM

Tóm tắt³: Nội dung của chương trình bày về hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm sử dụng các kỹ thuật chuyển tiếp. Với hệ thống FSO chuyển tiếp điện, nghiên cứu sinh đã xây dựng mô hình giải tích khảo sát hiệu năng hệ thống này trong điều kiện nhiễu loạn và lệch hướng trong đó có tính đến ảnh hưởng của các tham số búp sóng quang [J3], [C3]. Tiếp theo, mô hình giải tích khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp quang sử dụng kỹ thuật khuếch đại-và-chuyển tiếp sẽ được trình bày [J4], [C4]. Cuối cùng là đề xuất của nghiên cứu sinh trong việc sử dụng kết hợp kỹ thuật chuyển tiếp với các kỹ thuật phân tập không gian và điều chế PPM để cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm [C5].

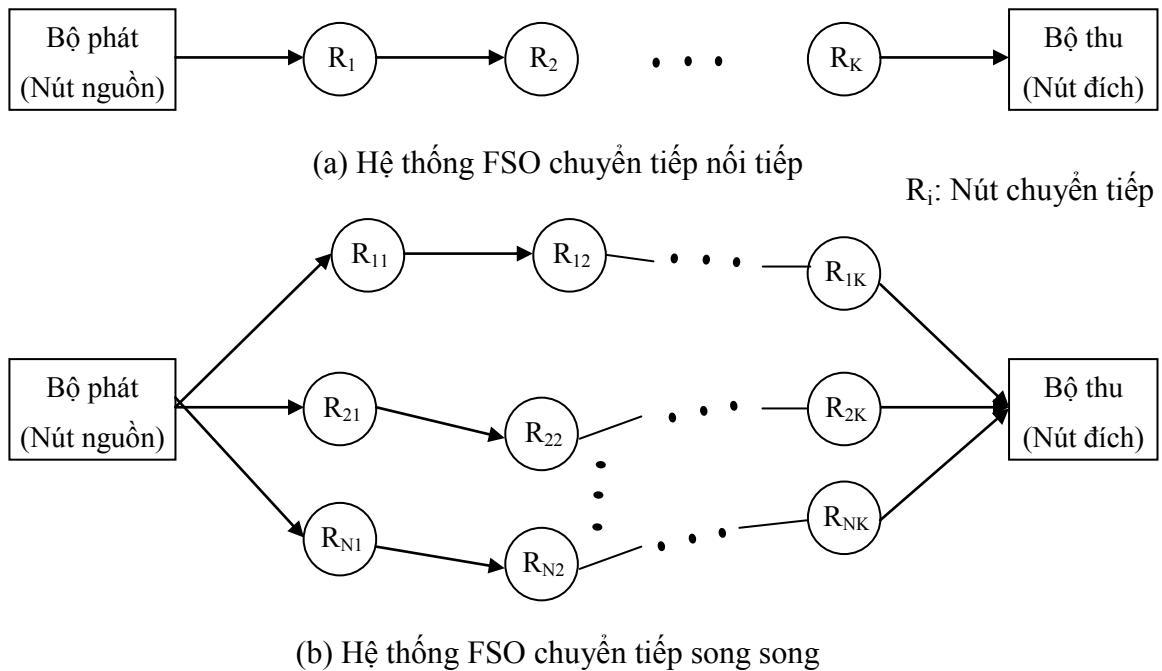
3.1 HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐIỂM SỬ DỤNG CHUYỂN TIẾP

Hệ thống FSO điểm-điểm được sử dụng để truyền tải số liệu giữa hai nút đầu cuối. Như đã phân tích trong Chương 1, do ảnh hưởng của môi trường truyền dẫn và các yếu tố khác, cự ly truyền dẫn của một tuyến FSO hiện tại đang bị hạn chế trong phạm vi cự ly ngắn và yêu cầu đường truyền thẳng LOS. Để khắc phục hạn chế này, hệ thống FSO chuyển tiếp (hay được gọi là hệ thống FSO đa chặng) đã được đề xuất và thu hút được nhiều sự quan tâm nghiên cứu. Trong hệ thống FSO điểm-điểm sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp, tín hiệu từ nút nguồn (bộ phát) được truyền tới nút đích (bộ thu) qua các nút trung gian gọi là nút chuyển tiếp (R_i). Các nút chuyển tiếp trung gian không thực hiện việc tách/ghép mà chỉ chuyển tiếp tín hiệu tới nút tiếp theo. Kỹ thuật truyền dẫn chuyển tiếp giúp tăng cự ly truyền dẫn và độ tin cậy của hệ thống FSO bằng cách chia quãng đường truyền dẫn thành các chặng nhỏ, do đó làm giảm sự ảnh hưởng của pha-đỉnh trong môi trường truyền dẫn tại mỗi chặng. Trong hệ thống FSO điểm-điểm sử dụng chuyển tiếp, do nút nguồn

³ Một phần nội dung của Chương 3 đã được công bố trên các tạp chí *IET Communications* [J3] tạp chí *KH&CN* [J4] và báo cáo tại các Hội nghị quốc tế IEEE WICT 2013 [C5], IEEE ICP 2013 [C4], và IEEE ICC 2013 [C3].

và đích truyền dữ liệu qua các bộ chuyển tiếp ở giữa nên kết nối tầm nhìn thẳng LOS là không bắt buộc như các hệ thống FSO điểm-điểm thông thường.

Hệ thống FSO chuyển tiếp có thể chia thành hai loại như minh họa trong Hình 3.1 gồm hệ thống FSO chuyển tiếp nối tiếp và hệ thống FSO chuyển tiếp song song. Do hệ thống FSO truyền dẫn dựa trên tầm nhìn thẳng thông qua các búp sóng định hướng, chuyển tiếp song song được thực hiện thông qua việc sử dụng nhiều thấu kính phát trực tiếp tới các nút chuyển tiếp. Chính vì thế hệ thống FSO chuyển tiếp song song có độ phức tạp và chi phí triển khai cao hơn. Ngoài ra, việc yêu cầu ít nhất hai tuyến truyền dẫn đồng thời độc lập giữa nút nguồn và nút đích là khó khả thi trong thực tế.



Hình 3.1. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp: (a) nối tiếp và (b) song song.

Tại các nút chuyển tiếp, tùy thuộc vào các kỹ thuật xử lý tín hiệu được thực hiện trong miền điện hay miền quang mà hệ thống FSO có thể chia thành hai loại là hệ thống FSO chuyển tiếp điện và hệ thống FSO chuyển tiếp quang. Các kỹ thuật chuyển tiếp điện phổ biến được đề xuất bao gồm khuếch đại và chuyển tiếp (AF) [71], [73], [108], [120]; giải mã và chuyển tiếp (DF) [5], [27], [120]; tách và chuyển tiếp (DetF) [74]. Với các nút chuyển tiếp điện, tín hiệu quang cần phải chuyển thành

tín hiệu điện trước khi được xử lý (khuếch đại/giải mã/tách) rồi sau đó chuyển từ tín hiệu điện sang tín hiệu quang để truyền tới nút tiếp theo. Hai kỹ thuật chuyển tiếp quang được đề xuất gần đây là kỹ thuật khuếch đại-và-chuyển tiếp và kỹ thuật tái tạo-và-chuyển tiếp [24], [77], [121], trong đó tín hiệu được xử lý hoàn toàn trong miền quang. Các nút chuyển tiếp quang có ưu điểm về tốc độ xử lý cao và kỹ thuật AF quang có tính thực tế hơn kỹ thuật tái tạo-và-chuyển tiếp.

3.2 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO CHUYỂN TIẾP ĐIỆN⁴

Một số nghiên cứu [11], [38], [44], [51], [120], [108], [127], [134] đã tiến hành khảo sát hiệu năng của hệ thống FSO chuyển tiếp. Xác suất lỗi bit của các hệ thống FSO đa chặng đã được Akella và các cộng sự phân tích dựa trên tỉ số tín hiệu trên nhiễu [11]. Trong nghiên cứu này, các tác giả đã tập trung phân tích ảnh hưởng của các điều kiện thời tiết khác nhau lên suy hao đường truyền mà không xem xét đến ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển. Trong [120], tác giả M. Safari và các cộng sự đã nghiên cứu về truyền dẫn đa chặng trong điều kiện nhiễu yếu dựa trên mô hình kênh log-chuẩn. Ngoài ra, khảo sát hiệu năng hệ thống FSO đa chặng trong điều kiện nhiễu mạnh bằng cách sử dụng mô hình kênh Gamma-Gamma có thể được tìm thấy trong các tài liệu nghiên cứu [38], [44], [51], [108], [127], [134].

Sự không thẳng hàng giữa máy phát và máy thu do sự rung lắc của nơi đặt thiết bị (sự lệch hướng) cũng là một yếu tố làm giảm hiệu năng của hệ thống FSO chuyển tiếp [42]. Ảnh hưởng của sự lệch hướng lên hiệu năng của các hệ thống FSO chuyển tiếp đã được quan tâm xem xét trong các nghiên cứu gần đây [44], [51], [108], [127]. Trong các nghiên cứu này, các tác giả đã khảo sát xác suất lỗi, dung lượng và tỉ lệ lỗi bit của hệ thống FSO sử dụng các cấu hình chuyển tiếp nối tiếp và chuyển tiếp song song, hợp tác dưới các điều kiện nhiễu mạnh và lệch hướng. Các khảo sát đã thực hiện cho các hệ thống sử dụng kỹ thuật tách-và-chuyển tiếp mức bit và điều chế OOK có xét đến ảnh hưởng của nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN). Trong tất cả các nghiên cứu vừa đề cập ở trên, các tác giả đều giả sử rằng

⁴ Nội dung nghiên cứu này đã được công bố trong các bài báo [J3] và [C5].

kích thước búp sóng quang tại máy thu là cố định (cụ thể, kích thước búp sóng là 2,5 m tại khoảng cách truyền dẫn 1 km) [42], [44], [127].

Tuy nhiên, kích thước búp sóng quang không phải là hằng số, đặc biệt dưới ảnh hưởng của nhiễu loạn không khí. Theo mô hình búp sóng Gauss kết hợp một phần (về không gian), kích thước búp sóng quang tại máy thu là một hàm của các tham số bao gồm cự ly truyền dẫn, tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ C_n^2 và tham số kết hợp nguồn ζ_S [116]. Trong đó, ζ_S là một yếu tố quan trọng khi thiết kế hệ thống vì nó có thể được điều chỉnh bằng cách sử dụng bộ khuếch tán pha đặt tại máy phát để nhận được kích thước búp sóng mong muốn tại máy thu. Búp sóng kết hợp một phần phù hợp cho hệ thống FSO vì nó làm tăng kích thước búp (giúp giảm ảnh hưởng của lệch hướng). Do đó, ảnh hưởng của nhiễu loạn không khí, thông số kết hợp nguồn cũng như cự ly truyền dẫn lên hiệu năng của hệ thống FSO cần được làm rõ nhằm tối ưu hiệu năng hệ thống.

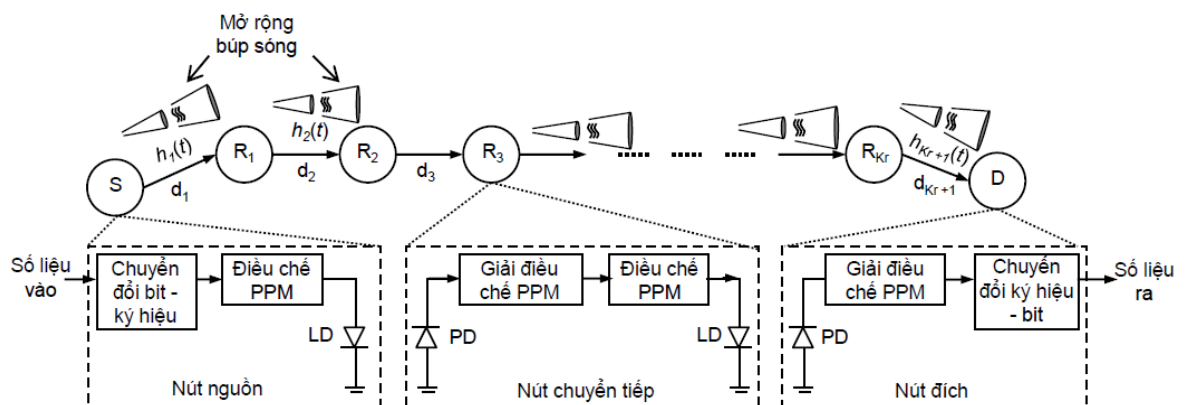
Trong phần này, nghiên cứu sinh đề xuất một giải pháp mới để phân tích ảnh hưởng của nhiễu loạn không khí và pha đỉnh lệch hướng lên hiệu năng của hệ thống FSO chuyển tiếp nối tiếp. Giải pháp khảo sát hiệu năng được đề xuất cho phép đánh giá một cách toàn diện hơn so với những phương pháp sử dụng trong các nghiên cứu của các tác giả khác vì đã tính đến ảnh hưởng của sự thay đổi kích thước búp sóng do nhiễu loạn. Đặc biệt, nhờ đề xuất sử dụng mô hình búp sóng quang Gauss kết hợp một phần ta có thể khảo sát được hiệu năng khi thay đổi kích thước búp sóng tại bộ thu [J3].

Trên cơ sở đề xuất nêu trên, nghiên cứu sinh xây dựng công thức tính BER dạng tường minh cho hệ thống FSO chuyển tiếp nối tiếp trên kênh nhiễu loạn khí quyển Gamma-Gamma. Mức độ ảnh hưởng của pha-đỉnh do lệch hướng tương ứng với các giá trị khác nhau của ζ_S , cự ly truyền dẫn và C_n^2 , sẽ được khảo sát và đánh giá. Không giống như các nghiên cứu trước đây thường sử dụng điều chế hai mức là điều chế OOK hoặc PPM nhị phân, nghiên cứu sinh đề xuất sử dụng điều chế M-PPM để đạt được hiệu năng tốt hơn. Tất cả các nút chuyển tiếp đều sử dụng kỹ tách-và-chuyển tiếp (DetF) ở mức ký hiệu. Kỹ thuật này đơn giản hơn kỹ thuật DetF ở

mức bit và kỹ thuật giải mã-và-chuyển tiếp. Khác với các nghiên cứu khác, không khảo sát ảnh hưởng của nhiễu lượng tử [11], [38], [42], [44], [51], [108], [127], [134] nghiên cứu sinh sẽ xét ảnh hưởng của nhiễu lượng tử phụ thuộc tín hiệu, điều mà cho kết quả khảo sát chính xác hơn. Cuối cùng, để cho các khảo sát hiệu năng đầy đủ hơn, ảnh hưởng của tỉ số phân biệt (tỉ số được gây ra bởi trạng thái tắt laser) [9] cũng được đưa vào trong các tính toán [C3], [J3].

3.2.1 Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp điện

Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp nối tiếp sử dụng điều chế M-PPM đề xuất như trong Hình 3.2 [J3]. Nút nguồn (S) phát tín hiệu dữ liệu tới nút đích (D) thông qua K_r nút trung gian đặt nối tiếp gọi là các nút chuyển tiếp (R). Tại nút nguồn, dữ liệu đầu vào trước tiên được chia thành các khối b bit. Sau đó, mỗi khối được sắp xếp vào một trong M ký hiệu (s_0, s_1, \dots, s_{M-1}) với $M = 2^b$. Tại bộ điều chế PPM, khoảng thời gian ký hiệu, T_w , được chia thành M khe thời gian và một xung quang với công suất trung bình P_t được gửi đi ở một trong M khe thời gian này, trong khi $M - 1$ khe thời gian còn lại để trống (không có tín hiệu phát đi). Tuy nhiên, do dòng phân cực của laser, trong trạng thái tắt vẫn có tín hiệu với công suất $P_n = r_{ex}P_t$ phát trong các khe thời gian không có tín hiệu, trong đó r_{ex} là tỉ số phân biệt [9]. Mỗi khe thời gian có khoảng thời gian là $T_s = b/MR_b$ trong đó R_b là tốc độ bit.



Hình 3.2. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp nối tiếp sử dụng điều chế M-PPM [J3].

Giả sử rằng h_i là hệ số kênh suy hao ngẫu nhiên của kênh truyền giữa nút $(i-1)$ và nút i . Tín hiệu thu (dòng tách quang tại đầu ra của các bộ tách sóng quang) tại nút thứ i được xác định theo công thức (3.1):

$$I_i = \begin{bmatrix} I_i^s \\ I_i^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathfrak{R}P_i h_i + n_{si}^s \\ \mathfrak{R}P_i r_{ex} h_i + n_{si}^n \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

trong đó I_i^s là tín hiệu thu khi có xung quang trong khe thời gian có xung và I_i^n là tín hiệu thu khi không có xung quang trong các khe thời gian còn lại. \mathfrak{R} là đáp ứng của bộ tách sóng quang. n_{si}^s và n_{si}^n được định nghĩa là các thành phần nhiễu ở các khe thời gian có tín hiệu và không có tín hiệu. Xét ảnh hưởng của suy hao đường truyền (h_i^l), nhiễu loạn khí quyển (h_i^a) và lỗi lệch hướng (h_i^p), thì hệ số kênh (h_i) được xác định theo công thức (3.2):

$$h_i = h_i^l h_i^a h_i^p \quad (3.2)$$

Hệ số kênh h_i được xác định theo công thức (2.57b). Áp dụng biến đổi trong [145, công thức (07.34.16.0001.01) – Phụ lục D] để đơn giản hóa ta được công thức dạng tường minh đối với trạng thái kênh kết hợp, $f_h(h_i)$, theo công thức (3.3) [J3]:

$$f_h(h_i) = \frac{\alpha_i \beta_i \gamma_i^2}{A_{0,i} h_i^l \Gamma(\alpha_i) \Gamma(\beta_i)} G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha_i \beta_i h_i}{A_{0,i} h_i^l} \middle| \begin{matrix} \gamma_i^2 \\ \gamma_i^2 - 1, \alpha_i - 1, \beta_i - 1 \end{matrix} \right] \quad (3.3)$$

trong đó G là hàm G Meijer (Phụ lục A), $\gamma_i = \omega_{z_{eq,i}} / 2\sigma_{s,i}$ là tỉ số giữa bán kính búp sóng quang tương đương tại bộ thu thứ i ($\omega_{z_{eq,i}}$) và độ lệch chuẩn của sự lệch hướng tại máy thu thứ i ($2\sigma_{s,i}$); α_i, β_i đại diện cho số lượng hiệu dụng của các xoáy kích thước lớn và xoáy kích thước nhỏ của quá trình tán xạ trong kênh truyền chặng thứ i .

Tại mỗi nút chuyển tiếp hoặc nút đích, các ký hiệu PPM được tách tại bộ giải điều chế PPM bằng cách so sánh dòng tách quang trên M khe thời gian, và vị trí khe thời gian có dòng cao nhất được sẽ được quyết định là có xung tín hiệu được phát đi. Vị trí khe thời gian có tín hiệu được phát đi sẽ giúp xác định ký hiệu PPM được phát. Tại các nút chuyển tiếp, ký hiệu sau khi được tách sẽ được tái điều chế PPM trước khi tiếp tục được phát đến nút chuyển tiếp tiếp theo hoặc đến nút đích với

công suất trung bình P_t . Cuối cùng, tại nút đích, ký hiệu đã được tách sẽ được chuyển đổi sang dữ liệu nhị phân bởi bộ chuyển đổi ký hiệu - bit.

3.2.2 Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR

Tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) trong miền điện tại nút chuyển tiếp thứ i (hoặc nút đích) được xác định theo công thức (3.4):

$$SNR = \frac{(\mu_i^s - \mu_i^n)^2}{\sigma_i^{s^2} + \sigma_i^{n^2}} \quad (3.4)$$

trong đó μ_i^s và μ_i^n là các giá trị trung bình của I_i^s và I_i^n , và được xác định theo công thức (3.5):

$$\begin{bmatrix} \mu_i^s \\ \mu_i^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re P_t h_i \\ \Re P_t r_{ex} h_i \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Trong công thức (3.4), $\sigma_i^{s^2}$ và $\sigma_i^{n^2}$ tương ứng là các phương sai nhiễu của các loại nhiễu n_{si}^s và n_{si}^n tại máy thu. Trong các phân tích ở mục này, ta chỉ tập trung vào ảnh hưởng của nhiễu lượng tử phụ thuộc tín hiệu, được mô hình hóa là nhiễu Gauss trắng cộng có trung bình bằng 0 và phương sai được xác định theo công thức (3.6) [9]:

$$\begin{bmatrix} \sigma_i^{s^2} \\ \sigma_i^{n^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2e\Re P_t h_i \Delta f \\ 2e\Re P_t r_{ex} h_i \Delta f \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

trong đó e là điện tích điện tử và Δf băng tần nhiễu hiệu dụng. Với hệ thống sử dụng điều chế M -PPM, Δf có liên hệ với tốc độ bit R_b theo công thức: $\Delta f = MR_b/(2\log_2 M)$ [9]. Thay công thức (3.5) và (3.6) vào công thức (3.4), SNR sẽ được tính bởi công thức (3.7):

$$SNR = \frac{\Re P_t (1 - r_{ex})^2}{2e\Delta f (1 + r_{ex})} h_i \quad (3.7)$$

3.2.3 Tỷ lệ lỗi bit BER

Đầu tiên ta tính xác suất lỗi ký hiệu của mỗi chặng. Dựa trên xác suất lỗi ký hiệu của mỗi chặng, ta xác định tổng xác suất lỗi bit của tuyến FSO đa chặng, sau đó tính BER của hệ thống FSO đa chặng.

Gọi P_i là xác suất lỗi ký hiệu của chặng thứ i ($i = 1, 2, \dots, K_r$). Ta giả sử rằng dữ liệu phát đi đủ lớn để xác suất phát các ký hiệu là như nhau. Để không mất tính tổng quát, ta giả sử ký hiệu s_0 được phát đi. Bằng cách sử dụng kỹ thuật đường bao trên, xác suất lỗi ký hiệu tức thời với ràng buộc trên được xác định như sau [J3]:

$$P_i \leq 1 - P_r \left\{ I_i^0 > I_i^u \mid u \in \{1, \dots, M-1\}, s = s_0 \right\} \\ \leq \sum_{u=1}^{M-1} P_r \left\{ I_i^u \geq I_i^0 \mid s = s_0 \right\} = (M-1) P_r \left\{ I_i^n \geq I_i^s \right\} \leq \frac{M-1}{2} \int_0^\infty f_{h_i}(h_i) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\operatorname{SNR}}{2}} \right) dh_i \quad (3.8)$$

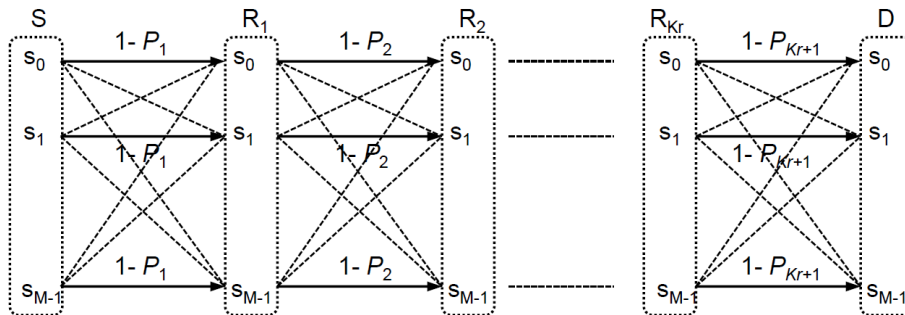
trong đó s là ký hiệu phát, I_i^u là dòng điện ở khe thời gian u và $\operatorname{erfc}(\cdot)$ là hàm lỗi bù. Thế công thức (3.3) vào công thức (3.8) và biểu diễn hàm $\operatorname{erfc}(\cdot)$ bằng hàm Meijer G ta có [J3]:

$$P_i \leq \frac{(M-1)\alpha_i\beta_i\gamma_i^2}{2\sqrt{\pi}A_{0,i}h_i'\Gamma(\alpha_i)\Gamma(\beta_i)} \int_0^\infty G_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\alpha_i\beta_i}{A_{0,i}h_i'} h_i \middle| \gamma_i^2, -1, \alpha_i - 1, \beta_i - 1 \right] \times G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{\Re P_t(1-r_{rx})^2}{4e\Delta f(1+r_{rx})} h_i \middle| 0, \frac{1}{2} \right] dh_i^a \quad (3.9)$$

Tiếp theo, dựa trên biến đổi [145, công thức (07.34.21.0011.01) – Phụ lục D], công thức dạng tường minh của xác suất lỗi ký hiệu được xác định theo công thức (3.10) [J3]:

$$P_i \leq \frac{(M-1)\gamma_i^2}{2\sqrt{\pi}\Gamma(\alpha_i)\Gamma(\beta_i)} G_{4,3}^{2,3} \left[\frac{\Re P_t(1-r_{rx})^2 A_{0,i}h_i'}{4e\Delta f(1+r_{rx})\alpha_i\beta_i} \middle| 1-\gamma_i^2, 1-\alpha_i, 1-\beta_i, 1 \right] \left[0, \frac{1}{2}, \gamma_i^2 \right] \quad (3.10)$$

Xét hệ thống FSO đa chặng có $K_r + 1$ chặng (K_r nút chuyển tiếp) được mô hình hóa là tập hợp của $K_r + 1$ kênh đối xứng M với xác suất lỗi P_i cho chặng thứ i như minh họa trong Hình 3.3, trong đó xác suất lỗi P_i được giả thiết là như nhau cho tất cả các ký hiệu PPM.



Hình 3.3. Mô hình kênh đa chặng tương đương và xác suất tách ký hiệu tại các chặng [J3].

Xác suất tách đúng ký hiệu trong chặng thứ i , do đó, có thể xác định là $(1 - P_i)$. Một ký hiệu phát đi tại nút nguồn (S) được xác định là tách đúng tại nút đích (D) nếu ký hiệu này được tách đúng tại tất cả $(K_r + 1)$ các chặng. Giả sử rằng xác suất lỗi tại mỗi chặng độc lập với nhau, xác suất lỗi ký hiệu từ nguồn tới đích (P_e) được xác định bởi [J3]:

$$P_e = 1 - \prod_{i=1}^{K_r+1} (1 - P_i) \quad (3.11)$$

Khi một ký hiệu PPM được tách, nó được gán với một chuỗi $\log_2(M)$ bit thông qua bộ chuyển đổi ký hiệu-bit. Nếu một bit bị lỗi trong số $\log_2(M)$ bit, có $M/2$ khả năng lỗi ký hiệu lỗi trong tổng số có $M - 1$ ký hiệu lỗi. Do đó, giả sử khả năng lỗi của tất cả các ký hiệu là như nhau, BER tổng của hệ thống được xác định theo công thức (3.12):

$$BER = \frac{M}{2(M-1)} P_e \quad (3.12)$$

trong đó P_e là xác suất lỗi ký hiệu PPM.

3.2.4 Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp điện

Trong phần này nghiên cứu sinh khảo sát BER của hệ thống FSO chuyển tiếp nối tiếp sử dụng điều chế M -PPM với tổng khoảng cách truyền dẫn L km. Giả sử rằng khoảng cách giữa các nút chuyển tiếp liên tiếp giữa nút nguồn và nút đích là bằng nhau. Để so sánh công bằng với hệ thống FSO đơn chặng sử dụng điều chế OOK hoặc PPM nhị phân, các phân tích được xét dựa trên công suất trung bình trên bit được ký hiệu là P_s . P_s quan hệ với công suất phát trung bình của xung quang P_t (trong một khe thời gian) theo công thức (3.13) [J3]:

$$P_t = \frac{M \log_2 M}{(K_r + 1)} P_s \quad (3.13)$$

trong đó, $K_r + 1$ là số lượng chặng chuyển tiếp. Ngoài ra, giả sử rằng độ lệch chuẩn hóa jitter là hàm tuyến tính theo cự ly truyền dẫn, do đó $\sigma_{s,i}$ được xác định từ độ lệch chuẩn hóa jitter tại cự ly 1 km (σ_s) và cự ly của chặng thứ i (d_i) theo công thức $\sigma_{s,i} = \sigma_s d_i$.

Bảng 3.1. Các thông số và hằng số hệ thống FSO chuyển tiếp điện.

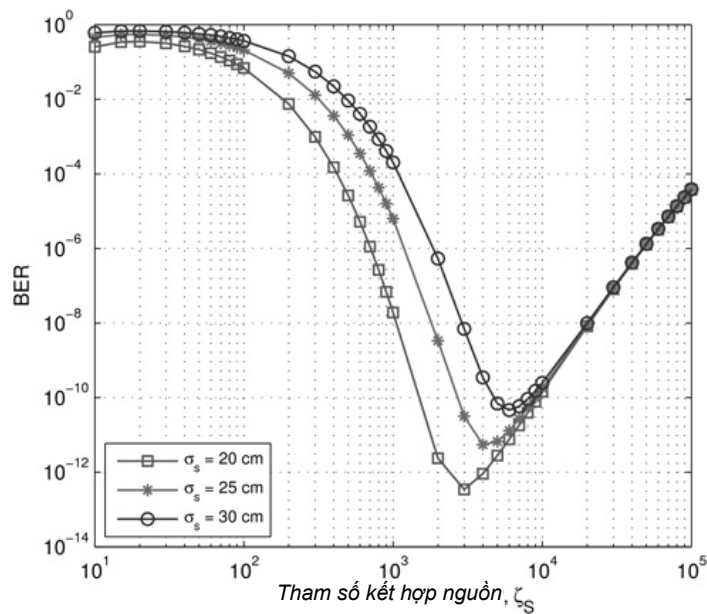
Tên thông số	Ký hiệu	Giá trị
Đáp ứng PD	\mathcal{R}	0,8 A/W
Tỉ số extinction	r_{ex}	0,05
Phạm vi nhiễu loạn lớn	L_0	10 m
Bước sóng công tác	λ	1550 nm
Hệ số suy hao	$\gamma(\lambda)$	0,1 km ⁻¹
Bán kính búp tại $d_i = 0$	ω_0	2,5 cm
Tốc độ bit	R_b	5 Gb/s

Các thông số sử dụng trong quá trình khảo sát hiệu năng được trình bày trong Bảng 3.1, trong đó giá trị của đáp ứng bộ tách sóng quang và tỉ số phân biệt được chọn dựa trên các thông số của bộ tách sóng quang và nguồn laser điển hình [9]. Hệ số suy hao cố định là 0,1 km⁻¹, tương ứng với điều kiện thời tiết tốt. Hiệu năng của hệ thống được khảo sát trong chế độ nhiễu loạn từ trung bình đến mạnh, giá trị của C_n^2 từ 10⁻¹⁵ đến 10⁻¹³. Ta sử dụng búp sóng trục chuẩn kết hợp với $\omega_0 = 2,5$ cm và một bộ khuếch tán pha để kiểm soát giá trị của ζ_S [116]. Ngoài ra, cả tốc độ bit và cự ly thông tin dùng trong các khảo sát ở phần này đều lớn hơn so với các hệ thống FSO điển hình để thể hiện rõ các ưu điểm của việc sử dụng nút chuyển tiếp nối tiếp và điều chế M -PPM.

Trong Hình 3.4, BER được khảo sát theo tham số kết hợp nguồn, ζ_S , tham số này tỷ lệ thuận với kích thước búp sóng quang tại máy thu, khi giá trị ζ_S càng cao kích thước búp sóng tại máy thu càng lớn. Hệ thống FSO được khảo sát sử dụng điều chế BPPM với công suất phát trên bit là 0 dBm.

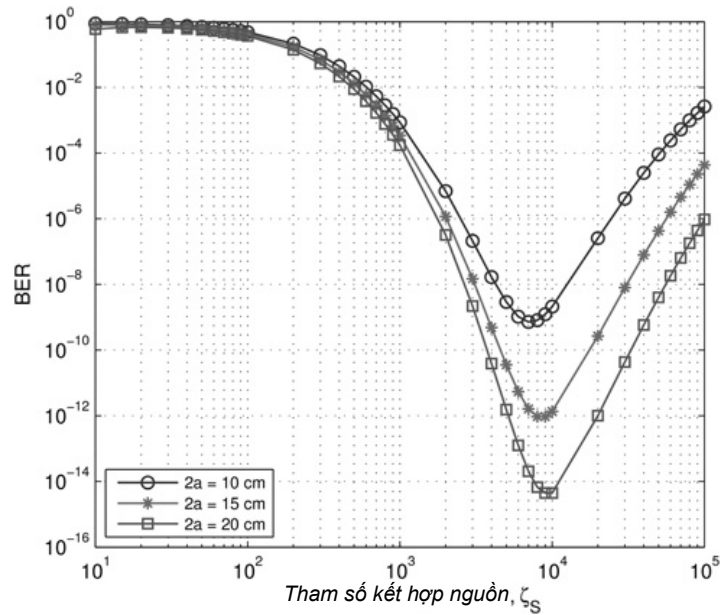
Rõ ràng rằng đặc tính BER theo ζ_S được chia thành hai vùng và được phân biệt bởi giá trị tối ưu tại vị trí mà BER có giá trị thấp nhất. Trong vùng thứ nhất, vùng mà giá trị của ζ_S nhỏ hơn giá trị tối ưu, ảnh hưởng của sự lệch hướng rất lớn. Kết quả là, BER thay đổi mạnh khi độ lệch chuẩn jitter thay đổi. Trong vùng này, việc tăng ζ_S (hoặc kích thước búp sóng thu) là cần thiết để giảm ảnh hưởng của sự lệch hướng. Trong vùng thứ hai, nơi mà giá trị của ζ_S lớn hơn giá trị tối ưu, ảnh

hướng của lỗi lệch hướng là không đáng kể vì kích thước búp sóng tương đối lớn so với diện tích bộ thu và độ lệch chuẩn jitter. Do đó, sự thay đổi độ lệch chuẩn jitter không ảnh hưởng đến BER. Trong trường hợp này, nếu ζ_S tăng (kích thước búp sóng thu tăng), tỉ lệ công suất thu sẽ giảm và BER tăng do tổn hao hình học (do sự phân kỳ của búp sóng quang) tăng.

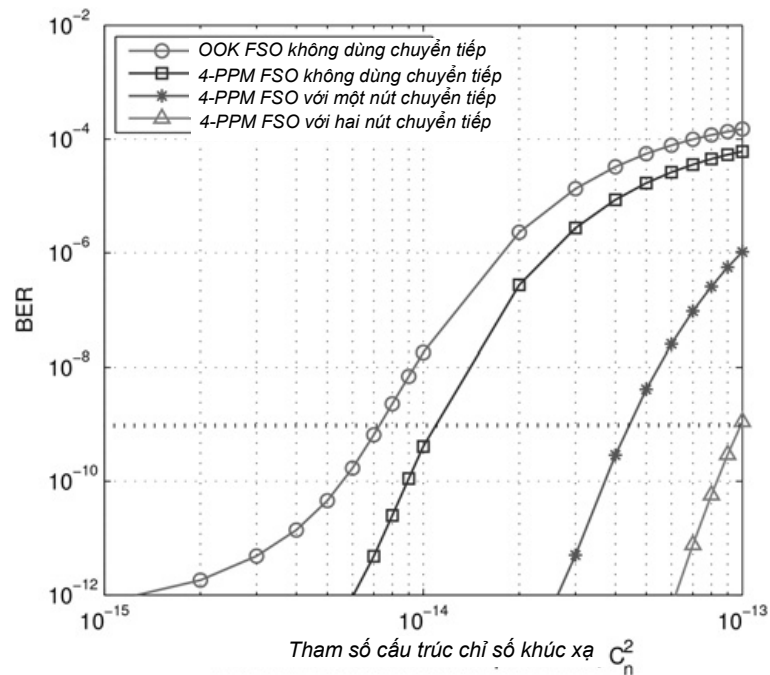


Hình 3.4. BER theo tham số kết hợp nguồn với hệ thống sử dụng điều chế OOK, $P_s = 0$ dBm, $L = 5$ km, $K_r = 3$, $2a = 20$ cm, $C_n^2 = 10^{-14}$ [J3].

Tiếp theo, ta khảo sát BER theo tham số kết hợp nguồn với các giá trị khác nhau của đường kính thấu kính thu ($2a$). Hình 3.5 chỉ ra rằng đường kính thấu kính thu tăng sẽ làm BER giảm đáng kể nhờ giảm được tổn hao do lệch hướng và tổn hao do sự mở rộng hình học của búp sóng quang giảm. Tương tự với kết quả ở hình trước, có một giá trị ζ_S tối ưu tương ứng với mỗi giá trị của đường kính thấu kính thu. Ngoài ra, từ hình vẽ, ta cũng xác định được dải giá trị của ζ_S thỏa mãn một mức giá trị BER yêu cầu (ví dụ $BER = 10^{-9}$). Khi đường kính thấu kính thu lớn, dải giá trị của ζ_S được mở rộng, do đó rất dễ dàng để thiết kế hệ thống.



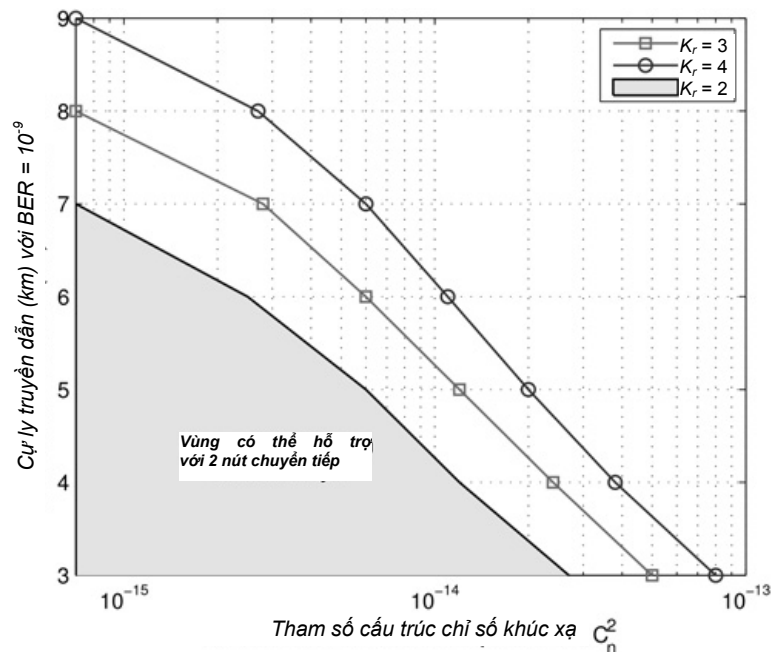
Hình 3.5. BER theo tham số kết hợp nguồn với hệ thống sử dụng điều chế BPPM (OOK), $P_s = 0$ dBm, $L = 5$ km, $K_r = 3$, $\sigma_z = 20$ cm, $C_n^2 = 5 \times 10^{-15}$ [J3].



Hình 3.6. BER theo tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ, $P_s = 0$ dBm, $L = 2$ km, $2a = 20$ cm, $\sigma_s = 30$ cm, $\zeta_s = 4000$ [J3].

Những ưu điểm của việc sử dụng M -PPM và chuyển tiếp nối tiếp để giảm thiểu ảnh hưởng của nhiễu loạn không khí được chỉ ra trong Hình 3.6. Hiệu năng của hệ thống FSO đề xuất được so sánh với hệ thống FSO không có nút chuyển tiếp

và sử dụng điều chế OOK với cự ly thông tin điển hình là 2 km, tốc độ bit 5 Gb/s. Ta thấy rõ ràng rằng sự cải thiện hiệu năng khi sử dụng điều chế M -PPM (không dùng chuyển tiếp) là đáng kể khi nhiễu loạn không quá mạnh (vùng nhiễu loạn trung bình). Trong vùng nhiễu loạn mạnh, sử dụng chuyển tiếp nối tiếp sẽ cải thiện đáng kể hiệu năng của hệ thống. Ví dụ, trong điều kiện nhiễu loạn mạnh với C_n^2 bằng 10^{-13} , hệ thống FSO 4-PPM sử dụng hai nút chuyển tiếp cung cấp BER = 10^{-9} trong khi hệ thống FSO OOK không dùng chuyển tiếp có BER = 10^{-4} .



Hình 3.7. Cự ly truyền dẫn (tại BER = 10^{-9}) theo tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ với hệ thống sử dụng OOK, $P_s = 0$ dBm, $2a = 20$ cm, $\zeta_s = 4000$ [J3].

Hình 3.7 cho thấy cự ly truyền dẫn tối đa với BER = 10^{-9} của hệ thống FSO BPPM được cải thiện đáng kể nhờ sử dụng chuyển tiếp nối tiếp. Khi số lượng các chặng (K_r) tăng từ 2 đến 4, cự ly truyền dẫn tối đa tăng từ 7 km đến 9 km trong môi trường nhiễu loạn có $C_n^2 = 7 \times 10^{-16}$. Với một cự ly truyền dẫn cụ thể, sử dụng truyền dẫn chuyển tiếp giúp cải thiện khả năng của các hệ thống FSO trong việc chống lại các ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển. Với cự ly truyền dẫn 7 km, cường độ nhiễu loạn mà hệ thống FSO có khả năng chịu được tăng từ $C_n^2 = 7 \times 10^{-16}$ đến $C_n^2 = 6 \times 10^{-15}$ khi K tăng từ 2 đến 4. Số lượng nút chuyển tiếp yêu cầu đối với một giá trị cường độ nhiễu loạn và cự ly truyền dẫn cụ thể cũng có thể được xác định

bằng cách sử dụng Hình 3.7. Ví dụ, với cự ly truyền dẫn là 5 km và $C_n^2 = 10^{-14}$, cần ít nhất 3 nút chuyển tiếp để đạt được $BER = 10^{-9}$.

3.3 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO CHUYỂN TIẾP QUANG⁵

Trong thập kỷ qua, đã có nhiều nghiên cứu về việc thực hiện hệ thống FSO chuyển tiếp [11], [38], [44], [51], [108], [120], [127], [134]. Tuy nhiên, hầu hết các nghiên cứu này đều tập trung vào kỹ thuật chuyển tiếp điện, trong đó quá trình khuếch đại (với kỹ thuật AF), giải mã (với kỹ thuật DF) hay tách (với kỹ thuật DetF) đều thực hiện trong miền điện. Với mục đích có được truyền dẫn tốc độ cao mà không yêu cầu sự phức tạp trong quá trình chuyển đổi quang - điện cũng như xử lý tín hiệu điện tại các nút chuyển tiếp, S. Kazemlou và các cộng sự đề xuất kỹ thuật chuyển tiếp toàn quang [77]. Hai kỹ thuật chuyển tiếp toàn quang được đề xuất phát triển đó là kỹ thuật khuếch đại và chuyển tiếp quang (OAF), kỹ thuật tái tạo và chuyển tiếp quang (ORF). Gần đây, E. Bayaki và các cộng sự đề xuất sử dụng bộ khuếch đại quang pha tạp erbium (EDFA) tại các nút chuyển tiếp toàn quang [24]. Ngoài ra, hiệu năng xác suất lỗi của hệ thống FSO sử dụng OAF hai chặng được phân tích bởi M. A. Kashani và các cộng sự [121]. Trong các nghiên cứu này, do tính phức tạp trong quá trình phân tích, hiệu năng của hệ thống FSO hai chặng chuyển tiếp quang được nghiên cứu với giả định không có nhiễu loạn khí quyển hoặc nhiễu loạn yếu [24], [121]. Do đó, các ảnh hưởng lớn của nhiễu loạn không khí mạnh lên hiệu năng của hệ thống FSO chuyển tiếp quang chưa được xem xét.

Trong phần này, nghiên cứu sinh đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng BER của hệ thống FSO chuyển tiếp quang hai chặng sử dụng kỹ thuật OAF trên kênh nhiễu loạn khí quyển trung bình đến mạnh [C4], [J4]. Để mô hình hóa các điều kiện nhiễu loạn mạnh, nghiên cứu sinh sử dụng mô hình kênh Gamma-Gamma. Ngoài ra, nghiên cứu sinh đề xuất sử dụng kỹ thuật điều chế vị trí xung (M -PPM) [C4], [J4] để đạt được hiệu năng hệ thống tốt hơn so với các hệ thống sử dụng điều chế khóa tắt - mở (OOK) [24], [121]. Quá trình xây dựng công thức tính BER dạng đúng và

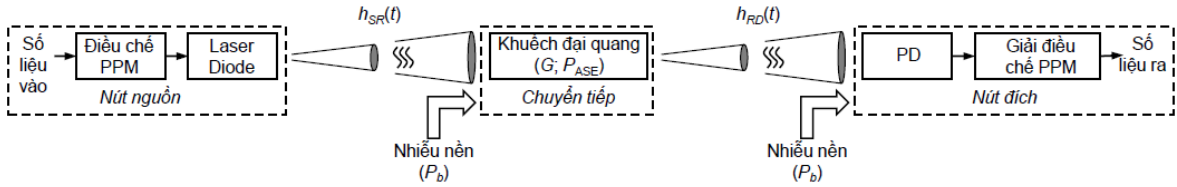
⁵ Nội dung nghiên cứu này đã được công bố trong các bài báo [J4] và [C4].

dạng tường minh có tính đến các loại nhiễu khác nhau bao gồm nhiễu lượng tử, nhiễu nền, nhiễu bức xạ tự phát của bộ khuếch đại (ASE) và nhiễu nhiệt sẽ được trình bày trong các phần tiếp theo [J4].

3.3.1 Hệ thống FSO hai chặng chuyển tiếp quang sử dụng OAF

Mô hình hệ thống FSO hai chặng chuyển tiếp quang sử dụng kỹ thuật OAF được thể hiện trong Hình 3.8.

Khoảng cách giữa nút nguồn và nút chuyển tiếp là $d_{s,r}$ trong khi khoảng cách từ nút chuyển tiếp đến nút đích là $d_{r,d}$. Do đó, tổng khoảng cách truyền dẫn là $L = d_{sr} + d_{rd}$. Tại nút nguồn, dữ liệu đầu vào được điều chế tại bộ điều chế PPM, trong đó mỗi khối b bit được sắp xếp lên một trong M ký hiệu có thể có (s_0, s_1, \dots, s_{M-1}). Khoảng thời gian ký hiệu, T_w , được chia thành M khe thời gian và một xung điện được phát đi ở một trong số M khe thời gian, $M - 1$ khe thời gian còn lại để trống. Sau đó, xung này được chuyển đổi thành xung quang có công suất P_t bởi nguồn laser.



Hình 3.8. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp quang hai chặng sử dụng OAF [C4], [J4].

Tín hiệu quang tại đầu vào của nút chuyển tiếp bao gồm tín hiệu dữ liệu và ánh sáng nền có công suất P_b . Tại nút chuyển tiếp, các tín hiệu này được khuếch đại bởi bộ khuếch đại quang có hệ số khuếch đại G_A , sau đó được phát tiếp đến nút đích cùng với nhiễu ASE được tạo ra bởi bộ khuếch đại quang. Nhiễu ASE có thể được mô tả bằng mô hình nhiễu Gauss trắng cộng, công suất quang được xác định theo công thức (3.14) [9]:

$$P_A = \tilde{h}f(G_A - 1)n_{sp}B_0 \quad (3.14)$$

trong đó \tilde{h} là hằng số Planck, f là tần số, n_{sp} là tham số phát xạ tự phát của bộ khuếch đại, B_0 là băng tần công tác.

Điện trường tổng tại nút đích $E_d(t)$ bao gồm tín hiệu dữ liệu $E_s(t)$, bức xạ nền của nút chuyển tiếp $E_{b,r}(t)$, bức xạ nền của nút đích $E_{b,d}(t)$ và điện trường ASE $E_{ASE}(t)$ được xác định theo công thức (3.15):

$$\begin{aligned} E_d(t) &= E_s(t) + E_{b,r}(t) + E_{b,d}(t) + E_{ASE}(t) \\ &= \sqrt{P_t h_{sr} G h_{rd}} \cos(\omega_s t + \phi_s) + \sqrt{P_b G h_{rd}} \cos(\omega_r t + \phi_r) + \sqrt{P_b} \cos(\omega_d t + \phi_d) + \sqrt{P_A h_{rd}} \cos(\omega_a t + \phi_a) \end{aligned} \quad (3.15)$$

với h_{sr} là tham số trạng thái kênh của đường truyền giữa nút nguồn và nút chuyển tiếp, h_{rd} là tham số trạng thái kênh của đường truyền giữa nút chuyển tiếp và nút đích, ω_u là tần số quang và $\phi_u (u = \{s, r, d, a\})$ là pha của điện trường. Tại nút đích, điện trường tổng được chuyển đổi thành dòng photon nhờ bộ tách quang (PD). Sau đó, tích phân dòng tách quang trên M khe thời gian được so sánh tại bộ điều chế PPM để tìm vị trí của khe với dòng cao nhất, để xác định ký hiệu được phát đi. Cuối cùng, ký hiệu đã được tách được chuyển thành số liệu nhị phân.

3.3.2 Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR

Nút đích sử dụng bộ tách quang để chuyển đổi tín hiệu thu thành dòng điện, với cường độ dòng điện được xác định theo công thức (3.16):

$$I_s = \Re P_t h_{sr} G_A h_{rd} \quad (3.16)$$

trong đó \Re là đáp ứng của bộ tách quang, P_t là công suất phát trung bình của xung quang. Các loại nhiễu trong máy thu bao gồm nhiễu lượng tử và nhiễu nhiệt được coi là nhiễu Gauss trắng cộng có trung bình bằng 0. Giả sử rằng B_e là độ rộng băng tần trong miền điện của bộ tách sóng quang, phương sai tổng của nhiễu trong trường hợp khe có tín hiệu (σ_s^2) và khe không có tín hiệu (σ_n^2) được xác định theo công thức (3.17):

$$\begin{bmatrix} \sigma_s^2 \\ \sigma_n^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2e \Re [P_t h_{sr} G_A h_{rd} + (P_b G_A + P_A) h_{rd} + P_b] B_e + \frac{4k_B T B_e}{R_L} \\ 2e \Re [(P_b G_A + P_A) h_{rd} + P_b] B_e + \frac{4k_B T B_e}{R_L} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

trong đó e là điện tích điện tử, k_B là hằng số Boltzmann; T là nhiệt độ tuyệt đối; R_L là giá trị điện trở tải. Do đó, tỉ số tín hiệu điện trên nhiễu tại nút đích sử dụng điều chế PPM được xác định theo công thức (3.18):

$$SNR = \frac{I_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \quad (3.18)$$

3.3.3 Tỉ lệ lỗi bit BER

Định nghĩa P_e là xác suất lỗi ký hiệu, tỉ số lỗi bit BER của hệ thống điều chế M -PPM được xác định tương tự như công thức (3.12). Giả sử rằng dữ liệu phát đi đủ lớn để xác suất phát của các ký hiệu là như nhau. Không mất tính tổng quát, cũng giả sử rằng ký hiệu s_0 được phát với cường độ dòng điện thu được là I_s . Bằng cách sử dụng kỹ thuật đường bao trên, xác suất lỗi ký hiệu tức thời được xác định theo công thức (3.19):

$$\begin{aligned} P_e &\leq 1 - P_r \{ I_s > I_n | n \in \{1, \dots, M-1\}, s = s_0 \} \\ &\leq (M-1) P_r \{ I_s < I_n | n \in \{1, \dots, M-1\}, s = s_0 \} \\ &\leq \frac{M-1}{2} \int_0^\infty \int_0^\infty f(h_{sr}^a) f(h_{rd}^a) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right) dh_{sr}^a dh_{rd}^a \end{aligned} \quad (3.19)$$

trong đó s là ký hiệu được phát, I_n là dòng điện tương ứng với khe không có tín hiệu $\operatorname{erfc}(\cdot)$ là hàm lỗi bù.

Công thức dạng tường minh của BER tính đến tất cả các loại nhiễu rất phức tạp. Trong một số nghiên cứu trước đây, ví dụ như [120], để đơn giản, nhiễu được giả sử là nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN). Ở đây, nghiên cứu sinh dựa trên công thức (3.12) để đánh giá BER của hệ thống. Nghiên cứu sinh cũng xây dựng công thức dạng tường minh cho BER trong ba trường hợp cụ thể trong đó chỉ xem xét ảnh hưởng của một số loại nhiễu xác định.

Công thức BER dạng tường minh

a) Trường hợp 1

Trong trường hợp 1, xét ảnh hưởng của nhiễu lượng tử gây ra bởi tín hiệu từ nút nguồn; bỏ qua các thành phần nhiễu nền, nhiễu ASE và nhiễu nhiệt trong công thức (3.17), SNR được xác định theo công thức (3.20):

$$SNR = \frac{\Re P_t h_{sr} G_A h_{rd}}{2eB_e} \quad (3.20)$$

Thay công thức (3.20) vào công thức (3.19), biểu diễn tích phân $erfc(\cdot)$ là hàm G Meijer [58] và dựa theo biến đổi [145, công thức (07.34.21.0001.01) – Phụ lục D], công thức dạng tường minh cho xác suất lỗi ký hiệu được xác định theo công thức (3.21) [J4]:

$$\begin{aligned} P_e &\leq \frac{M-1}{2} \frac{\alpha_1 \beta_1 \alpha_2 \beta_2}{\sqrt{\pi} \Gamma(\alpha_1) \Gamma(\beta_1) \Gamma(\alpha_2) \Gamma(\beta_2)} \int_0^\infty \int_0^\infty G_{0,2}^{2,0} [\alpha_1 \beta_1 h_{sr}^a |_{\alpha_1-1, \beta_1-1}] \\ &\quad \times G_{0,2}^{2,0} [\alpha_2 \beta_2 h_{rd}^a |_{\alpha_2-1, \beta_2-1}] G_{1,2}^{2,0} \left[\frac{\Re P_t G_A h_{sr}^l h_{rd}^l}{4eB_e} h_{sr}^a h_{rd}^a \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right] dh_{sr}^a dh_{rd}^a \quad (3.21) \\ &\leq \frac{M-1}{2\sqrt{\pi} \Gamma(\alpha_1) \Gamma(\beta_1) \Gamma(\alpha_2) \Gamma(\beta_2)} G_{5,2}^{2,4} \left[\frac{\Re P_t G_A h_{sr}^l h_{rd}^l}{4eB_e \alpha_1 \beta_1 \alpha_2 \beta_2} \middle| \begin{matrix} 1-\alpha_2, 1-\beta_2, 1-\alpha_1, 1-\beta_1, 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right] \end{aligned}$$

b) Trường hợp 2

Trong trường hợp 2, chỉ xét ảnh hưởng của nhiễu nền và nhiễu ASE từ nút chuyển tiếp. SNR được xác định theo công thức (3.22):

$$SNR = \frac{\Re P_t^2 h_{sr}^2 G_A^2 h_{rd}}{4e(P_b G_A + P_A) B_e} \quad (3.22)$$

Tương tự như trường hợp 1, thay công thức (3.22) vào công thức (3.19), biểu diễn tích phân $erfc(\cdot)$ là hàm G Meijer [58] và dựa theo biến đổi [145, công thức (07.34.21.0001.01) – Phụ lục D] và [145, công thức (07.34.21.0011.01) – Phụ lục D], công thức dạng tường minh cho xác suất lỗi ký hiệu được xác định theo công thức (3.23) [J4]:

$$P_e \leq \frac{(M-1)2^{(\alpha_1+\beta_1-3)}}{\pi^{3/2}\Gamma(\alpha_1)\Gamma(\beta_1)\Gamma(\alpha_2)\Gamma(\beta_2)} \times$$

$$\times G_{7,2}^{2,6} \left[\frac{2\Re(P_t G_A h_{sr}^l)^2 h_{rd}^l}{eB_e(P_b G + P_A)(\alpha_1 \beta_1)^2 \alpha_2 \beta_2} \left| \begin{matrix} 1-\alpha_2, 1-\beta_2, \frac{1-\alpha_1}{2}, \frac{2-\alpha_1}{2}, \frac{1-\beta_1}{2}, \frac{2-\beta_1}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right] \quad (3.23)$$

c) Trường hợp 3

Trong trường hợp 3, chỉ xét nhiễu nền và nhiễu nhiệt tại nút đích. Bỏ qua các thành phần nhiễu gây ra bởi nút nguồn và nút chuyển tiếp, SNR được xác định theo công thức (3.24):

$$SNR = \frac{(\Re P_t h_{sr} G_A h_{rd})^2}{4e\Re P_b B_e + \frac{8k_B T}{R_L} B_e} \quad (3.24)$$

Thay công thức (3.24) vào công thức (3.19), biểu diễn tích phân $erfc(\cdot)$ là hàm G Meijer [58] và dựa theo biến đổi [145, công thức (07.34.21.0013.01) – Phụ lục D], công thức dạng tường minh cho xác suất lỗi ký hiệu được xác định theo công thức (3.25) [J4]:

$$P_e \leq \frac{(M-1)2^{(\alpha_1+\beta_1+\alpha_2+\beta_2-5)}}{\pi^{5/2}\Gamma(\alpha_1)\Gamma(\beta_1)\Gamma(\alpha_2)\Gamma(\beta_2)} G_{9,2}^{2,8} \left[\frac{32(\Re P_t G_A h_{sr}^l h_{rd}^l)^2}{\left(e\Re B_e P_b + \frac{2k_B T B_e}{R_L} \right) (\alpha_1 \beta_1 \alpha_2 \beta_2)^2} \right.$$

$$\left. \left| \begin{matrix} \frac{1-\alpha_2}{2}, \frac{2-\alpha_2}{2}, \frac{1-\beta_2}{2}, \frac{2-\beta_2}{2}, \frac{1-\alpha_1}{2}, \frac{2-\alpha_1}{2}, \frac{1-\beta_1}{2}, \frac{2-\beta_1}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right] \quad (3.25)$$

3.3.4 Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp quang

Trong mục này, tiến hành khảo sát BER của hệ thống FSO/M-PPM hai chặng toàn quang sử dụng kỹ thuật OAF. Vẫn giả sử rằng khoảng cách giữa các chặng là như nhau.

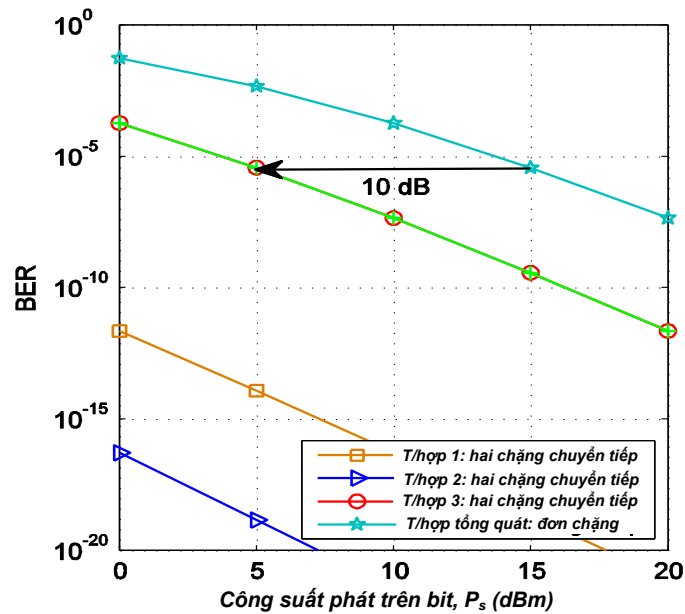
Để so sánh công bằng với các hệ thống khác, BER được xem xét như là một hàm của công suất phát trên bit, được xác định bởi $P_s = P_t/(M \log_2 M)$. Hiệu năng BER của các hệ thống đề xuất được xem xét cho 4 trường hợp bao gồm các trường hợp 1, 2, 3 và trường hợp tổng quát trong đó xét đến tất cả các thành phần của nhiễu. Các thông số và hằng số hệ thống được sử dụng trong quá trình khảo sát được cho ở Bảng 3.2.

Trong Hình 3.9, BER được khảo sát theo công suất phát trên bit trong trường hợp 4-PPM. Hình 3.9 chỉ ra rằng BER lớn nhất trong trường hợp 3, trường hợp xét đến nhiễu nền và nhiễu nhiệt tại nút đích. Điều đó có nghĩa rằng ảnh hưởng của nhiễu nền và nhiễu nhiệt tại nút đích đóng vai trò lớn so với các thành phần nhiễu khác đến từ nút nguồn và nút chuyển tiếp. Điều này cũng giải thích lý do hiệu năng của hệ thống trong trường hợp tổng quát và trường hợp 3 xấp xỉ bằng nhau.

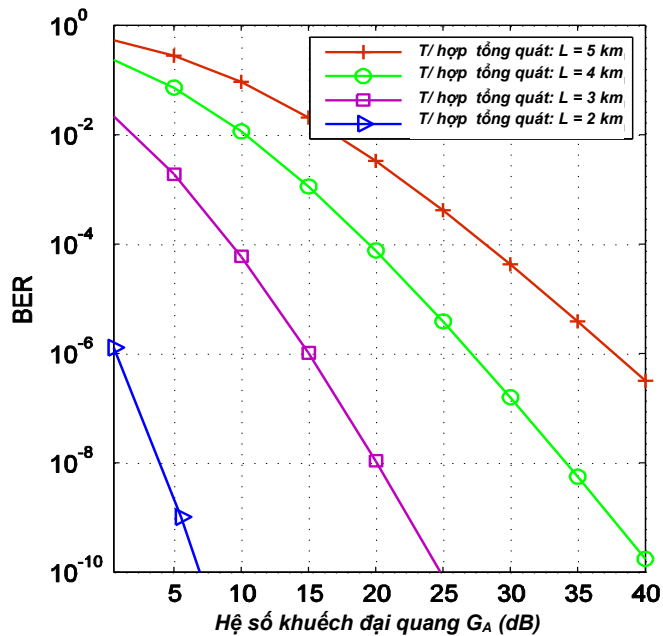
Bảng 3.2. Các thông số và hằng số hệ thống FSO chuyển tiếp quang.

Tên thông số	Ký hiệu	Giá trị
Trở kháng tải	R_L	50 Ω
Nhiệt độ máy thu	T	300 K
Đáp ứng PD	\mathfrak{R}	0,5 A/W
Công suất nhiễu nền	P_b	- 30 dBm
Bước sóng công tác	λ	1550 nm
Hệ số suy hao	$\gamma(\lambda)$	0,1 km ⁻¹
Tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ	C_n^2	10 ⁻¹⁴ m ^{-2/3}
Đường kính máy thu	$2a$	40 cm
Độ rộng băng tần	B_0	125 GHz
Tham số ASE	n_{sp}	5

Ngoài ra, Hình 3.9 cũng thể hiện rõ ràng rằng hệ thống FSO đơn chặng yêu cầu công suất phát cao hơn do nhiễu loạn và các thành phần nhiễu. Nhờ kỹ thuật OAF, công suất phát yêu cầu giảm tương ứng với hệ số khuếch đại. Với hệ số khuếch đại 10 dB và BER = 10⁻⁶, công suất phát yêu cầu giảm từ 15 dBm xuống 5 dBm khi hệ thống FSO đơn chặng được thay thế bởi hệ thống FSO hai chặng.



Hình 3.9. BER theo P_s với $G_A = 10$ dB, $R_b = 1$ Gb/s, và $d_{sr} = d_{rd} = 1,5$ km [J4].

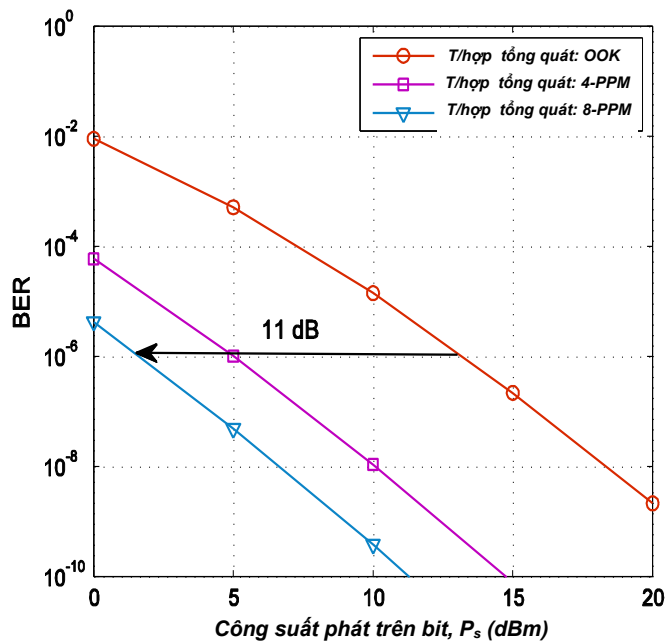


Hình 3.10. BER theo hệ số khuếch đại quang với $P_s = 0$ dBm, $R_b = 1$ Gb/s và $d_{sr} = d_{rd}$ [J4].

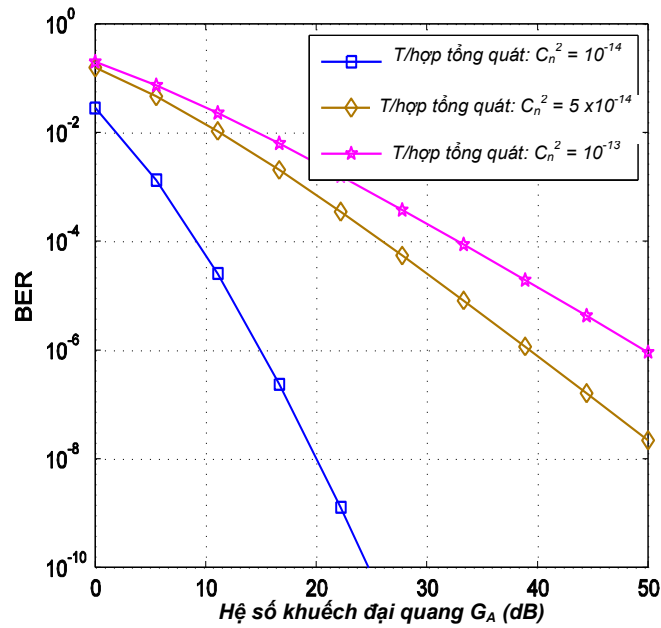
Hình 3.10 đánh giá BER trong trường hợp tổng quát là một hàm của hệ số khuếch đại G_A cho các giá trị khác nhau của cự ly truyền dẫn. Hình 3.10 chỉ ra rằng hiệu năng của hệ thống FSO giảm khi cự ly truyền dẫn lớn. Bằng cách tăng giá trị của G_A , hiệu năng BER tăng tốt hơn. Kết quả cũng giúp xác định độ khuếch đại yêu

cầu tương ứng với giá trị cụ thể của BER. Ví dụ, hệ số khuếch đại quang là 15 dB để đạt được khoảng cách 3 km với $BER = 10^{-6}$ và công suất phát là 0 dBm.

Hình 3.11 khảo sát BER theo công suất phát trên bit cho trường hợp tổng quát với các phương pháp điều chế khác nhau. Hình 3.11 chỉ ra rằng sự suy giảm trong nhiễu loạn và các thành phần nhiễu làm giảm nhiều hiệu năng của hệ thống hai chặng sử dụng điều chế OOK. Cụ thể hơn, công suất phát yêu cầu là 13 dBm để giữ BER bằng 10^{-6} . Tuy nhiên, bằng cách sử dụng điều chế PPM, công suất yêu cầu giảm đáng kể. Ví dụ, với hệ số khuếch đại 10 dB và $BER = 10^{-6}$, công suất phát yêu cầu giảm từ 13 dBm khi sử dụng điều chế OOK xuống 5 dBm khi sử dụng điều chế 4-PPM và 2 dBm khi sử dụng điều chế 8-PPM. Do đó, sử dụng điều chế M-PPM kết hợp với kỹ thuật chuyển tiếp OAF là một giải pháp đầy hứa hẹn để chống lại các ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển trong hệ thống FSO hai chặng.



Hình 3.11. BER theo P_s với $G_A = 10$ dB, $R_b = 1$ Gb/s, và $d_{sr} = d_{rd} = 1,5$ km [J4].



Hình 3.12. BER theo G_A với $P_s = 0$ dBm, $R_b = 1$ Gb/s, và $d_{sr} = d_{rd} = 1,5$ km [J4].

Hình 3.12 khảo sát BER trong trường hợp tổng quát với hệ số khuếch đại quang G_A cho các trường hợp khác nhau của cường độ nhiễu loạn C_n^2 . Như có thể thấy trong hình vẽ, hiệu năng BER của hệ thống FSO hai chặng nhanh chóng bị giảm khi nhiễu loạn tăng. Để đối phó với khó khăn này, hệ số khuếch đại quang sẽ tăng tương ứng với sự tăng cường độ nhiễu loạn. Do đó, cần yêu cầu hệ số khuếch đại phù hợp với các giá trị cụ thể của C_n^2 và BER. Với công suất phát 0 dBm và khoảng cách 3 km, hệ số khuếch đại yêu cầu cho các hệ số $C_n^2 = 10^{-14}$, 5×10^{-14} , và 10^{-13} để đạt được BER = 10^{-6} tương ứng là 15 dB, 40 dB và 50 dB.

3.4 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐIỂM SỬ DỤNG GIẢI PHÁP KẾT HỢP⁶

Như phân tích trong các mục 3.2 và 3.3, việc sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp đã giúp cải thiện đáng kể hiệu năng của các hệ thống FSO. Tuy nhiên, trong điều kiện nhiễu loạn mạnh và lệch hướng đồng thời khi cần truyền dẫn tốc độ cao, việc sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp kết hợp với các kỹ thuật cải thiện hiệu năng khác là cần

⁶ Nội dung nghiên cứu này đã được công bố trong bài báo [C5].

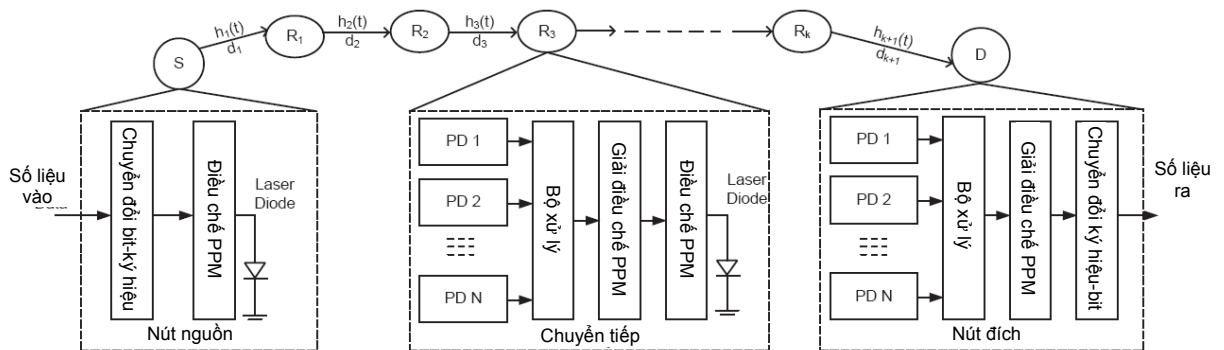
thiết. Trong luận án này, nghiên cứu sinh đề xuất sử dụng kết hợp kỹ thuật chuyển tiếp với kỹ thuật phân tập không gian và điều chế M -PPM [C5]. Như đã phân tích ở Chương 1, M -PPM là phương thức điều chế đơn giản (điều chế cường độ), có hiệu quả sử dụng năng lượng cao (năng lượng được tập trung trong khe thời gian M -PPM nên công suất đỉnh cao) do đó giúp giảm công suất phát yêu cầu, phù hợp với việc điều chế nguồn laser, không yêu cầu tách sóng ngưỡng tối ưu như trong OOK. Đồng thời các hệ thống FSO sử dụng dải tần quang, có băng tần rộng do đó có thể đáp ứng được yêu cầu của M -PPM. Kỹ thuật phân tập không gian sẽ giúp cải thiện hiệu năng và dung lượng của hệ thống. Hạn chế của kỹ thuật phân tập không gian là yêu cầu đường truyền LOS. Tuy nhiên, khi kết hợp với kỹ thuật chuyển tiếp, hạn chế này sẽ được khắc phục.

Đã có một số nghiên cứu theo hướng sử dụng kết hợp các kỹ thuật cải thiện hiệu năng nhằm chống lại ảnh hưởng của nhiễu loạn mạnh và lệch hướng. Trong [143], các tác giả đề xuất sử dụng truyền dẫn MIMO và điều chế M -PPM. Việc kết hợp truyền dẫn chuyển tiếp và điều chế BPPM cũng đã được nghiên cứu trong [120]. Tuy nhiên, không giống như trong các hệ thống truyền dẫn sử dụng sóng RF, sự kết hợp giữa truyền dẫn chuyển tiếp và phân tập không gian chưa được nghiên cứu nhiều.

Việc sử dụng kỹ thuật MIMO trong các hệ thống FSO có tính thực tế không cao do hệ thống có cấu trúc phức tạp và đòi hỏi khoảng cách giữa các đầu phát phải đủ lớn để đảm bảo tính tương quan thấp giữa các tuyến truyền dẫn. Chính vì thế, trong nghiên cứu này, nghiên cứu sinh đề xuất sử dụng kỹ thuật SIMO hay còn gọi là kỹ thuật phân tập thu. Mỗi nút chuyển tiếp sẽ được trang bị nhiều đầu thu để tăng lượng công suất thu được trong điều kiện lệch hướng. Để kết hợp tín hiệu từ nhiều đầu thu, hai kỹ thuật kết hợp được đề xuất sử dụng là kết hợp độ lợi cân bằng (EGC) và kết hợp tỉ số cực đại (MRC). Kết quả của nghiên cứu sẽ đưa ra công thức tính BER của hệ thống đã đề xuất dưới ảnh hưởng của nhiễu loạn mạnh, lệch hướng, nhiễu nền và nhiễu nhiệt [C5].

3.4.1 Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO

Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO được đề xuất như trong Hình 3.13 [C5]. Tại nút nguồn, số liệu nhị phân được điều chế M -PPM và phát đến nút đích thông qua K_r nút chuyển tiếp. Tất cả các nút chuyển tiếp đều được trang bị N đầu thu (bộ tách sóng quang) và búp sóng quang thu được thiết kế có độ rộng đủ lớn để bao phủ tất cả các đầu thu này. Dòng tách quang đầu ra N bộ tách sóng quang được kết hợp tại bộ xử lý xử dụng kỹ thuật EGC hoặc MRC. Tín hiệu đầu ra bộ xử lý được đưa vào bộ giải điều chế PPM để tách ký hiệu (xác định xem ký hiệu PPM nào đã được phát). Ký hiệu PPM này sau đó được tái điều chế PPM trước khi chuyển đổi thành tín hiệu quang và chuyển tiếp tới nút tiếp theo với công suất phát trung bình P_r . Nút đích cũng được trang bị N bộ tách sóng quang, một bộ xử lý và một bộ giải điều chế PPM để tách ký hiệu và sau đó chuyển đổi ký hiệu thành bit nhị phân.



Hình 3.13. Mô hình hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO [C5].

3.4.2 Hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO

3.4.2.1 Xác suất lỗi ký hiệu trong trường hợp sử dụng bộ kết hợp EGC

Trong trường hợp sử dụng bộ kết hợp EGC tại bộ thu, tín hiệu đầu ra tất cả các bộ tách sóng được cộng lại với nhau. Để tính xác suất lỗi ký hiệu, tương tự như các mô hình phân tích hiệu năng trước, cũng giả thiết rằng số liệu được phát đi đủ lớn để xác suất phát đi mỗi ký hiệu là như nhau. Sử dụng kỹ thuật đường bao trên, xác suất lỗi ký hiệu của chạng thứ i , ký hiệu là P_{iEGC} có thể biểu diễn theo công thức (3.26):

$$P_{iEGC} \leq (M-1) \int_0^\infty f_{h_{i,k}}(\overline{h_{i,k}}) Q\left(\frac{\Re P_t \sum_{k=1}^N h_{i,k}}{\sigma_i^n}\right) d\overline{h_{i,k}} \quad (3.26)$$

trong đó, $\overline{h_{i,k}} = (h_{i,1}, h_{i,2}, \dots, h_{i,N})$ là véc-tơ hệ số kênh cho chặng i (từ laser phát tới N đầu thu), $Q(\cdot)$ là hàm Q , M là số vị trí xung trong điều chế M -PPM và $f_h(h)$ là hàm mật độ xác suất của kênh truyền theo phân bố Gamma-Gamma như công thức (3.3).

Công suất phát trung bình của xung quang trong một khe thời gian PPM có quan hệ với công suất phát trung bình trong một bit theo công thức $P_t = P_s M \log_2 M / N / (K_r + 1)$. Mối quan hệ này đảm bảo sự so sánh công bằng giữa hệ thống FSO sử dụng M -PPM và SIMO với hệ thống FSO sử dụng BPPM (tương tự OOK) và SISO. Phương sai nhiễu tổng tại máy thu ($\sigma_i^{n^2}$) bao gồm nhiễu nền ($\sigma_i^{b^2}$) và nhiễu nhiệt ($\sigma_i^{t^2}$) được cho bởi [9]:

$$\sigma_i^{n^2} = \sigma_i^{b^2} + \sigma_i^{t^2} = 2e\Re P_b B_e + \frac{4k_B T}{R_L} B_e \quad (3.27)$$

trong đó k_B là hằng số Boltzmann, T là nhiệt độ tuyệt đối, R_L là giá trị điện trở tải, e là điện tích điện tử và B_e là băng thông hiệu dụng của bộ thu. B_e có quan hệ với tốc độ bit R_b như sau $B_e = MR_b / 2(\log_2 M)$.

Việc tính toán xác suất lỗi ký hiệu cho hệ thống SIMO theo công thức (3.26) không đơn giản như cho hệ thống SISO. Do đó, tiến hành xấp xỉ hóa hàm Q theo [35] với $Q(x) \approx \frac{1}{12} e^{-x^2/2} + \frac{1}{4} e^{-2x^2/3}$. Các tác giả trong [35] đã chứng minh rằng, kết quả tính toán xác suất lỗi sử dụng phương pháp xấp xỉ hóa hàm $Q(\cdot)$ cho giá trị có giá trị sai số không đáng kể so với kết quả tính toán giá trị chính xác như minh họa trong hình 2 tài liệu [35]. Cụ thể, với xác suất lỗi bit nhỏ hơn 10^{-3} , đường xấp xỉ hóa và đường chính xác gần như hoàn toàn trùng nhau. Do đó, với yêu cầu xác suất lỗi của các hệ thống thông tin nhỏ hơn 10^{-3} , việc sử dụng mô hình xấp xỉ hóa có thể

chấp nhận được về mức độ chính xác. Theo đó, công thức tính xác suất lỗi ký hiệu trung bình có thể được tính như sau [C5]:

$$P_{iEGC} \leq (M-1) \left[\frac{1}{12} \prod_{k=1}^N \int_0^{\infty} f_{h_{i,k}}(h_{i,k}) \exp\left(-\frac{(\Re P_t h_{i,k})^2}{2\sigma_i^{n^2}}\right) dh_{i,k} + \right. \\ \left. + \frac{1}{4} \prod_{k=1}^N \int_0^{\infty} f_{h_{i,k}}(h_{i,k}) \exp\left(-\frac{2(\Re P_t h_{i,k})^2}{3\sigma_i^{n^2}}\right) dh_{i,k} \right] \quad (3.28)$$

Bằng cách thay e^{-x} bởi hàm G Meijer $G_{0,1}^{1,0}\left[x \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right]$ theo [8, công thức (11)] và đơn giản hóa công thức (3.28) sử dụng biến đổi trong [8, công thức (21)] và [58, công thức (9.31.1)], công thức dạng tường minh cho P_{iEGC} với giả thiết các kênh Gamma-Gamma phân bố như nhau và độc lập được biểu diễn [C5]:

$$P_{iEGC} \leq (M-1) \left(\frac{2^{\alpha+\beta-3} \gamma^2}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \right) \left[\frac{1}{3} \left(G_{1,5}^{5,2} \left[\frac{8(\Re P_t A_0 h_{i,k}^l)^2}{(\alpha \beta \sigma_i^l)^2} \middle| \begin{matrix} \frac{2-\gamma^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \\ 0, \frac{-\gamma^2}{2} \end{matrix} \right] \right)^N \right. \\ \left. + \left(G_{5,2}^{1,5} \left[\frac{32(\Re P_t A_0 h_{i,k}^l)^2}{3(\alpha \beta \sigma_i^l)^2} \middle| \begin{matrix} \frac{2-\gamma^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \\ 0, \frac{-\gamma^2}{2} \end{matrix} \right] \right) \right] \quad (3.29)$$

trong đó các tham số trong công thức (3.29) đã được định nghĩa trong Chương 2 ở các Mục 2.3 về mô hình kênh nhiễu loạn Gamma-Gamma và Mục 2.4 về mô hình pha-đỉnh do lệch hướng.

3.4.2.2 Xác suất lỗi ký hiệu trong trường hợp sử dụng bộ kết hợp MRC

Trong trường hợp sử dụng bộ kết hợp tỷ số cực đại, giả thiết rằng máy thu biết được thông tin về trạng thái kênh (CSI). Ta ký hiệu P_{iMRC} là xác suất lỗi ký hiệu của chặng thứ i khi máy thu sử dụng bộ kết hợp MRC. Cũng bằng cách sử dụng kỹ thuật đường bao, đường bao trên của P_{iMRC} được biểu diễn theo công thức (3.30):

$$P_{iMRC} \leq (M-1) \int_0^{\infty} f_{h_{i,k}}(\bar{h}_{i,k}) Q \left(\frac{\Re P_t \sqrt{\sum_{k=1}^N h_{i,k}^2}}{\sigma_i^n} \right) d\bar{h}_{i,k} \quad (3.30)$$

Tương tự như trên (mục 3.4.2.1), bằng cách xấp xỉ hóa hàm Q theo [35], xác suất lỗi ký hiệu có thể biểu diễn như sau [C5]:

$$P_{iMRC} \leq (M-1) \left[\frac{1}{12} \prod_{k=1}^N \int_0^{\infty} f_{h_{i,k}}(h_{i,k}) \exp\left(-\frac{(\Re P_t h_{i,k})^2}{2N\sigma_i^{n^2}}\right) dh_{i,k} + \frac{1}{4} \prod_{k=1}^N \int_0^{\infty} f_{h_{i,k}}(h_{i,k}) \exp\left(-\frac{2(\Re P_t h_{i,k})^2}{3N\sigma_i^{n^2}}\right) dh_{i,k} \right] \quad (3.31)$$

Tiếp theo, bằng cách biểu diễn e^{-x} bởi hàm G Meijer $G_{0,1}^{1,0} \left[x \middle| 0 \right]$ theo [8, công thức (11)] và đơn giản hóa công thức (3.31) sử dụng biến đổi trong [8, công thức (21)] và [58, công thức (9.31.1)], công thức dạng tường minh cho P_{iMRC} với giả thiết các kênh Gamma-Gamma phân bố như nhau và độc lập được viết như sau [C5]:

$$P_{iMRC} \leq \frac{(M-1)}{4} \left(\frac{2^{\alpha+\beta-3} \gamma^2}{\pi \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \right) \left[\frac{1}{3} \left(G_{5,2}^{1,5} \left[\frac{8(\Re P_t A_0 h_{i,k}^i)^2}{N(\alpha\beta\sigma_i^i)^2} \middle| \frac{2-\gamma^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \right) \right. \\ \left. + \left(G_{5,2}^{1,5} \left[\frac{32(\Re P_t A_0 h_{i,k}^i)^2}{3N(\alpha\beta\sigma_i^i)^2} \middle| \frac{2-\gamma^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2} \right] \right) \right] \quad (3.32)$$

3.4.2.3 Tỷ lệ lỗi bit BER

Giả thiết hệ thống FSO đa chặng đang phân tích có $(K_r + 1)$ chặng (K_r nút chuyển tiếp) với xác suất lỗi ký hiệu tại chặng thứ i là P_i ($i = 1, 2, \dots, K_r + 1$) như được tính toán bởi công thức (3.29) và (3.32), xác suất lỗi ký hiệu tổng của toàn hệ thống từ nút nguồn đến nút đích sẽ được tính theo công thức (3.33) [C5]:

$$P_{e2e} = 1 - \prod_{i=1}^{K_r+1} (1 - P_i) \quad (3.33)$$

trong đó, xác suất lỗi tại mỗi chặng được giả thiết là độc lập với nhau. Từ xác suất lỗi ký hiệu tổng, xác suất lỗi bit được xác định một cách tương tự như các hệ thống đã phân tích ở trên ta có công thức:

$$BER = \frac{M}{2(M-1)} P_{e2e} \quad (3.34)$$

3.4.3 Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp M -PPM và SIMO

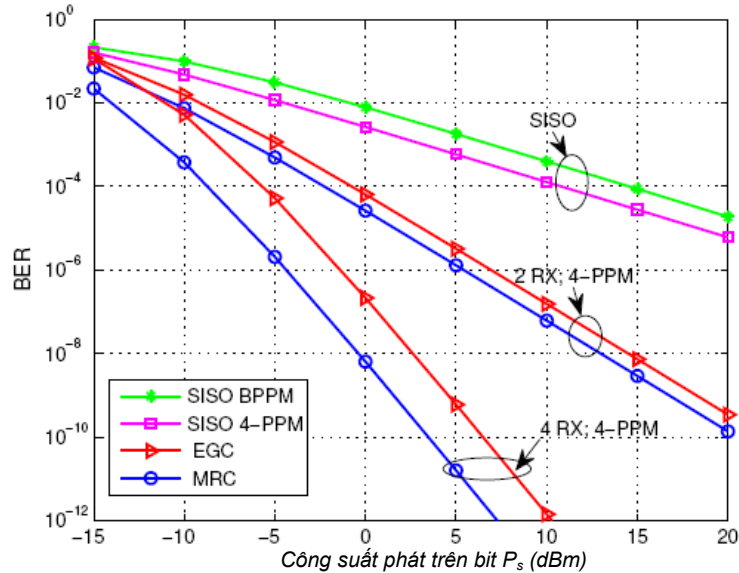
Nội dung phần này trình bày kết quả khảo sát hiệu năng BER của hệ thống FSO chuyển tiếp sử dụng M -PPM và SIMO với các tham số hệ thống khác nhau. Giả thiết rằng cự ly từ nút nguồn đến nút đích là L (km) và các nút chuyển tiếp được đặt cách đều nhau trên tuyến truyền dẫn. Các tham số hệ thống sử dụng trong phân tích hiệu năng được cho trong Bảng 3.3.

Bảng 3.3. Các hằng số và tham số hệ thống.

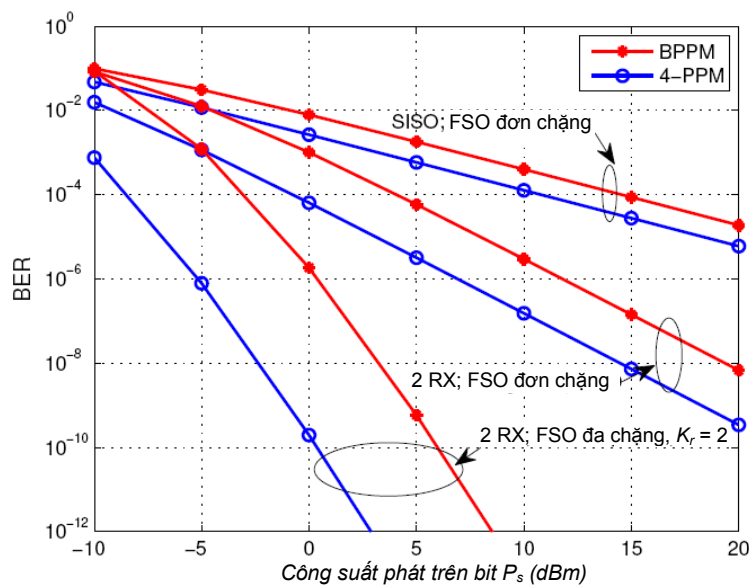
Tên	Ký hiệu	Giá trị
Hằng số Boltzmann	k_B	$1,38 \times 10^{-23}$ W/K/Hz
Điện tích điện tử	e	$1,6 \times 10^{-19}$ C
Giá trị điện trở tải	R_L	50 Ω
Đáp ứng PD	\mathcal{R}	0,5 A/W
Hệ số suy hao	$\gamma(\lambda)$	0,43 dB/km
Đường kính bộ thu	$2a$	20 cm
Bán kính búp sóng tại 1 km	ω_z	2 m
Độ lệch chuẩn (lệch hướng)	σ_s	30 cm
Công suất ánh sáng nền	P_b	- 40 dBm
Bước sóng công tác	λ	1550 nm
Tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ	C_n^2	10^{-14} m ^{-2/3}

Hình 3.14 biểu diễn BER của hệ thống FSO đơn chặng theo công suất phát trên bit với cự ly truyền dẫn từ nguồn tới đích là $L = 5$ km. Trước tiên, tiến hành so sánh hiệu năng hệ thống FSO sử dụng 4-PPM và hệ thống FSO sử dụng OOK (hay

BPPM) khi không sử dụng phân tập thu (SISO). Có thể thấy rằng, hệ thống sử dụng 4-PPM có độ lợi về công suất 5 dB so với hệ thống sử dụng BPPM.



Hình 3.14. BER theo công suất phát trên bit của hệ thống FSO đơn chặng với $R_b = 1$ Gbit/s và $L = 5$ km [C5].



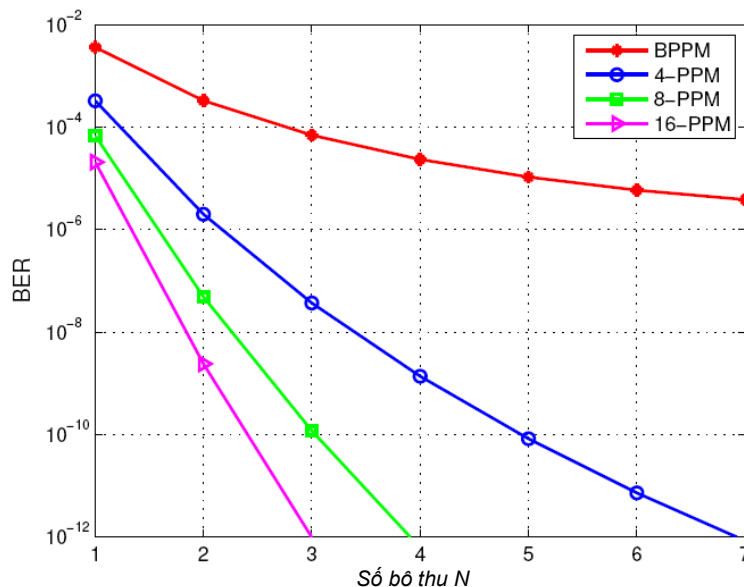
Hình 3.15. BER theo công suất phát trên bit của hệ thống FSO đơn/đa chặng với $R_b = 1$ Gbit/s và $L = 5$ km [C5].

Hình 3.14 cũng cho thấy rằng việc sử dụng phân tập thu cũng giúp giảm đáng kể BER. Với việc sử dụng bốn bộ tách sóng quang tại nút đích, hệ thống FSO có thể đạt được $BER = 10^{-9}$ với giá trị công suất phát yêu cầu là 5 dBm, giá trị này thấp

hơn nhiều so với giá trị công suất phát yêu cầu khi sử dụng một bộ tách sóng quang. Ngoài ra, kết quả phân tích hiệu năng cũng cho thấy, bộ thu sử dụng phương pháp kết hợp MRC cho hiệu năng tốt hơn, đặc biệt là khi nhiều bộ tách sóng quang được sử dụng.

Ưu điểm của truyền dẫn chuyển tiếp đa chặng được thể hiện trong Hình 3.15. Kết quả phân tích hiệu năng cho thấy, việc sử dụng truyền dẫn đa chặng với 2 nút chuyển tiếp đem lại độ lợi khoảng 17 dB so với hệ thống đơn chặng trong điều kiện hệ thống sử dụng 2 bộ tách sóng quang. Kết quả trong Hình 3.15 cũng cho thấy rằng khi sử dụng kết hợp 4-PPM với 2 bộ tách sóng quang cho phân tập thu và 2 nút chuyển tiếp cho truyền dẫn đa chặng, hệ thống FSO có thể đạt được lỗi bit 10^{-9} với công suất phát yêu cầu dưới 0 dBm.

Hình 3.16 biểu diễn BER của hệ thống FSO sử dụng một nút chuyển tiếp khi thay đổi số bộ thu (N) từ 1 đến 7 với công suất phát là 0 dBm. Kết quả này cho phép xác định số bộ tách sóng quang yêu cầu tại các nút chuyển tiếp và nút đích nhằm đạt được một BER xác định. Hình vẽ cũng chỉ ra rằng khi tăng chỉ số điều chế M số bộ tách sóng quang yêu cầu sẽ giảm, giúp giảm độ phức tạp và chi phí triển khai hệ thống FSO chuyển tiếp SIMO.



Hình 3.16. BER hệ thống FSO đa chặng theo công suất phát trên bit với $P_s = 0$ dBm, $R_b = 1$ Gbit/s, $L = 5$ km và $K_r = 1$ [C5].

3.5 KẾT LUẬN CHƯƠNG 3

Chương 3 đã trình bày các đóng góp của nghiên cứu sinh trong việc xây dựng mô hình giải tích khảo sát hiệu năng và đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp. Kết quả khảo sát hiệu năng các hệ thống FSO chuyển tiếp điện và chuyển tiếp quang cho thấy rằng, kỹ thuật chuyển tiếp giúp cải thiện đáng kể hiệu năng và cự ly truyền dẫn của hệ thống. Với hệ thống FSO chuyển tiếp điện, ngoài các tham số thông thường, tham số búp sóng quang có vai trò rất quan trọng ảnh hưởng tới hiệu năng của hệ thống và cần phải được lựa chọn giá trị một cách phù hợp. Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp quang giúp xác định hệ số khuếch đại yêu cầu tại nút chuyển tiếp để đạt được cự ly truyền dẫn và BER xác định. Cuối cùng, việc sử dụng kết hợp kỹ thuật chuyển tiếp với phân tập thu và điều chế PPM là một giải pháp đơn giản và hiệu quả giúp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO chuyển tiếp trong điều kiện nhiễu loạn mạnh và lệch hướng.

CHƯƠNG 4: ĐỀ XUẤT MÔ HÌNH VÀ GIẢI PHÁP CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐA ĐIỂM

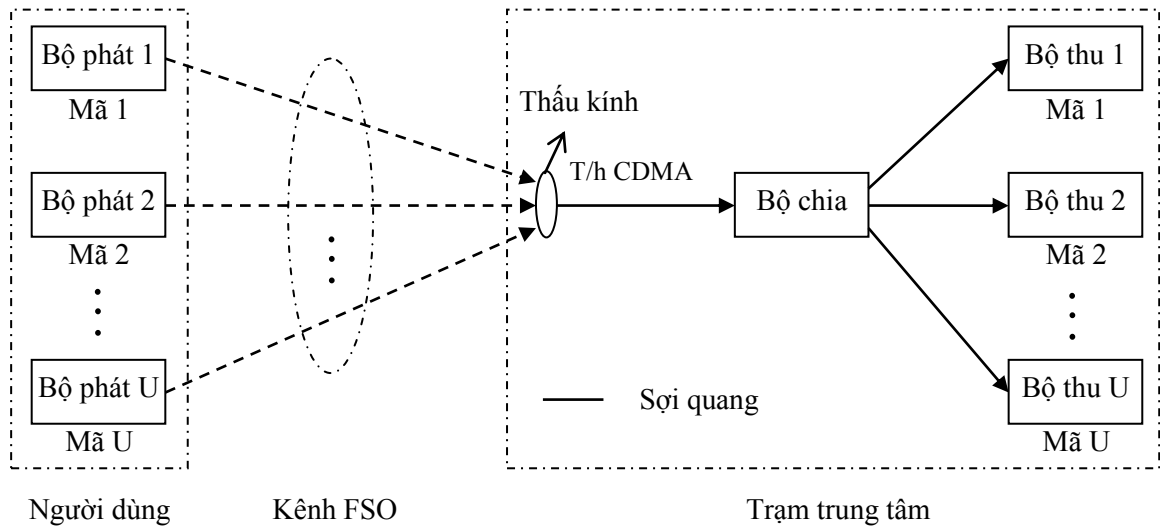
Tóm tắt⁷: Nội dung của chương trình bày những đóng góp của nghiên cứu sinh trong việc đề xuất mô hình và giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-đa điểm dựa trên kỹ thuật đa truy nhập phân chia theo mã (FSO/CDMA) ứng dụng trong mạng truy nhập để hỗ trợ nhiều người dùng. Hai giải pháp cải thiện hiệu năng được đề xuất và trình bày trong chương này bao gồm kỹ thuật điều chế vị trí xung đa bước sóng MWPPM [C7] và đề xuất sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên phương pháp tách chip-và-chuyển tiếp cho hệ thống FSO/CDMA [J5], [C6].

4.1 HỆ THỐNG FSO ĐIỂM-ĐA ĐIỂM

Như đã giới thiệu ở Chương 1, công nghệ FSO có nhiều ưu điểm như tốc độ truyền dẫn cao, sử dụng băng tần không cần xin cấp phép, thời gian triển khai nhanh và chi phí hiệu quả. Do đó, các hệ thống FSO có thể triển khai cho nhiều các ứng dụng khác nhau trong đó có khả năng ứng dụng trong mạng truy nhập nhằm cung cấp các kết nối FSO đến nhiều người dùng. Khác với cấu hình kết nối FSO điểm-điểm với một nút nguồn (bộ phát) và một nút đích (bộ thu) như đã xét ở Chương 3, hệ thống FSO sử dụng trong mạng truy nhập có nhiều nút nguồn truyền tín hiệu đồng thời tới một nút đích do đó cần sử dụng các kỹ thuật đa truy nhập để phân biệt tín hiệu từ các nút nguồn khác nhau. Các kỹ thuật đa truy nhập quang phổ biến được biết đến bao gồm: đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA), đa truy nhập phân chia theo bước sóng (WDMA) và đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA). Trong số các kỹ thuật đa truy nhập này, kỹ thuật CDMA có những ưu điểm đặc trưng như khả năng truy nhập không đồng bộ, sử dụng hiệu quả tài nguyên, khả năng mở rộng linh hoạt và đặc biệt là khả năng an ninh cao ở lớp vật lý. Chính vì thế, trong thời gian gần đây, một số các nghiên cứu về ứng dụng kỹ thuật CDMA

⁷ Một phần nội dung của Chương 4 đã được công bố trên các tạp chí *IET Optoelectronics* [J5] và báo cáo tại các Hội nghị quốc tế IEEE CSNDSP 2014 [C6], IEEE APCC 2012 [C7].

cho các hệ thống FSO trong môi trường đa truy nhập đã được ghi nhận và được gọi tắt là hệ thống FSO/CDMA [68], [95], [103], [105], [110].



Hình 4.1. Mô hình tổng quát hệ thống FSO/CDMA.

Mô hình tổng quát của một hệ thống FSO/CDMA được minh họa như trong Hình 4.1, trong đó có U bộ phát đại diện cho U người dùng được kết nối qua kênh FSO tới trạm trung tâm. Mỗi người dùng được gán một mã duy nhất và số liệu của người dùng sẽ được mã hóa với chuỗi mã này trước khi được phát qua kênh FSO tới trạm trung tâm. Tại trạm trung tâm, tín hiệu từ tất cả các người dùng được kết hợp lại tại thấu kính thu (tạo ra tín hiệu CDMA) trước khi đưa tới U bộ thu nhờ một bộ chia quang. Mỗi bộ thu sẽ nhận được tín hiệu từ tất cả các bộ phát và tín hiệu từ bộ phát tương ứng (có cùng mã với bộ thu) sẽ được giải mã và khôi phục thành số liệu nhị phân.

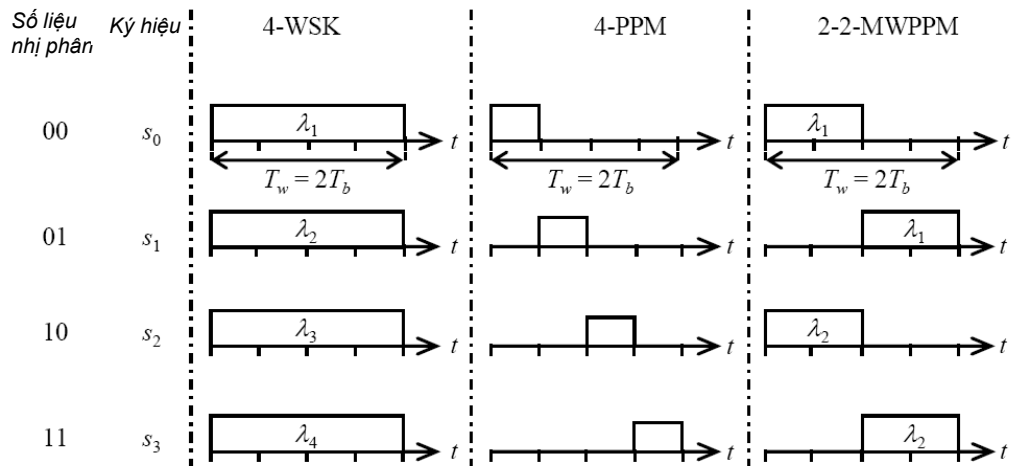
Tương tự như các hệ thống FSO điểm-điểm, hiệu năng hệ thống FSO/CDMA điểm-đa điểm cũng chịu ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển và các yếu tố ảnh hưởng khác. Ngoài ra, trong môi trường đa người dùng, nhiễu đa truy nhập (MAI) cũng là một yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống FSO/CDMA. Cuối cùng, do tín hiệu được phát đi dưới dạng các xung quang hẹp (dưới dạng chip quang), nên ảnh hưởng của dẫn xung cũng cần phải được khảo sát, đánh giá. Nội dung tiếp theo của chương sẽ được bố cục thành hai phần chính: **(1)** phân tích hiệu năng hệ thống FSO/CDMA sử dụng điều chế M -PPM dưới ảnh hưởng của suy hao, nhiễu loạn, dẫn

xung, các loại nhiễu và từ đó đề xuất phương thức điều chế PPM đa bước sóng MWPPM nhằm cải thiện hiệu năng hệ thống FSO/CDMA; (2) đề xuất mô hình và giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO/CDMA dựa trên kỹ thuật chuyển tiếp, sau đó khảo sát hiệu năng truyền dẫn của hệ thống đã đề xuất.

4.2 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO/CDMA SỬ DỤNG MWPPM

Để giảm ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển lên hiệu năng hệ thống FSO/CDMA, phương thức điều chế M -PPM được đề xuất sử dụng trong các nghiên cứu [68], [95], [103], [105], [110]. Trong điều kiện tốc độ truyền dẫn không cao và không tính đến ảnh hưởng của dẫn xung, các nghiên cứu trước đây đã cho thấy sử dụng M -PPM là một giải pháp hiệu quả. Tuy nhiên, với hệ thống FSO/CDMA, băng thông yêu cầu sẽ rất lớn nếu sử dụng PPM nhiều mức do độ rộng chip rất hẹp hơn độ rộng bit. Việc truyền tải tín hiệu với băng tần quá rộng sẽ khiến tín hiệu bị méo do hàm truyền đạt của kênh không bằng phẳng và xung bị dẫn rộng hơn. Để đánh giá ảnh hưởng của dẫn xung lên hiệu năng hệ thống FSO/CDMA, trong nội dung nghiên cứu này, nghiên cứu sinh sử dụng mô hình lan truyền xung Gauss, một mô hình có tính thực tế cao [C7].

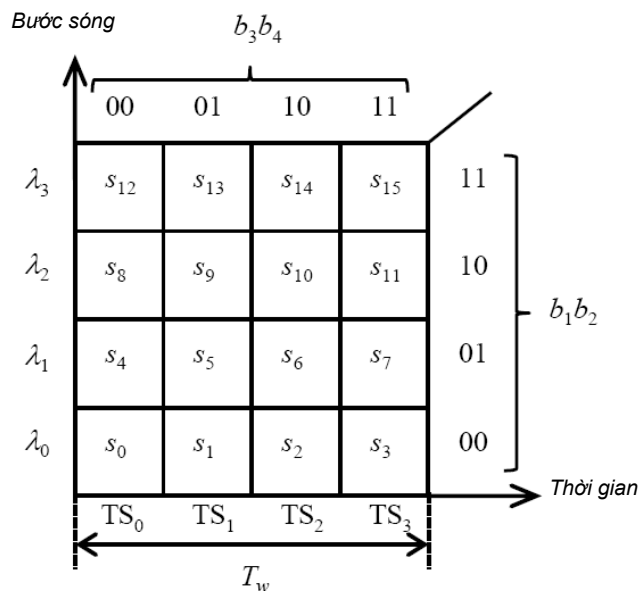
Ngoài ra, để tránh ảnh hưởng của dẫn xung khi sử dụng điều chế M -PPM mức cao (M lớn và xung hẹp), nghiên cứu sinh đề xuất phương thức điều chế vị trí xung đa bước sóng MWPPM [C7]. MWPPM là sự kết hợp giữa kỹ thuật PPM và kỹ thuật điều chế khóa dịch bước sóng WSK [64]. Do đó MWPPM được đặc trưng bởi hai tham số là số bước sóng (W_s) và số vị trí xung (M). Trong W_s - M -MWPPM, một xung quang đại diện cho một trong số B ($B=W_s \times M$) ký hiệu, xung này được truyền đi ở một trong số M khe thời gian và tại một trong số W_s bước sóng như được minh họa trong Hình 4.2. Kết quả là nhờ vào việc sử dụng W_s bước sóng, số mức điều chế trong M -PPM có thể được tăng lên W_s lần mà không làm tăng tốc độ chip. MWPPM cũng giúp tránh được nhược điểm gặp phải trong WSK, đó là sự tăng tuyến tính của công suất phát trung bình yêu cầu của laser khi tốc độ số liệu tăng. Ngoài ra nghiên cứu sinh cũng đề xuất sử dụng photodiode thác APD tại phía thu để nâng cao hơn nữa hiệu năng của hệ thống.



Hình 4.2. Các kỹ thuật điều chế: 4-WSK, 4-PPM và 2-2-MWPPM.

4.2.1 Kỹ thuật điều chế MWPPM

Điều chế W_s - M -PPM là sự kết hợp của W_s -WSK và M -PPM, trong đó W_s là số bước sóng và M là số mức điều chế PPM. Trong W_s - M -PPM, mỗi khối b ($b = \log_2 B$) bit số liệu nhị phân được ánh xạ vào một trong số B ký hiệu (s_0, s_1, \dots, s_{B-1}). Trong mỗi khối b -bit, $\log_2 W_s$ bit đầu tiên được sử dụng cho WSK và $\log_2 M$ bit còn lại được sử dụng cho PPM như minh họa trong Hình 4.3.



Hình 4.3. Nguyên lý điều chế 4-4-MWPPM.

Khoảng thời gian của một ký hiệu T_w được chia thành M khe thời gian và xung quang với công suất trung bình không đổi được phát đi tại một trong M khe

thời gian này trong khi $M - 1$ khe thời gian còn lại là khe thời gian trống, không có ký hiệu được phát đi. Hơn nữa, mỗi xung quang có thể được phát tại một trong số W_s bước sóng. Do đó, kích thước không gian tín hiệu là $W_s \times M$. Trong Hình 4.3, với tổ hợp 4 bit nhị phân 0101 tương ứng với ký hiệu s_5 , kết quả điều chế 4-4-MWPPM sẽ cho ra một xung quang phát đi tại khe thời gian TS_1 và xung này được phát đi trên bước sóng λ_1 .

4.2.2 Mô hình hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM

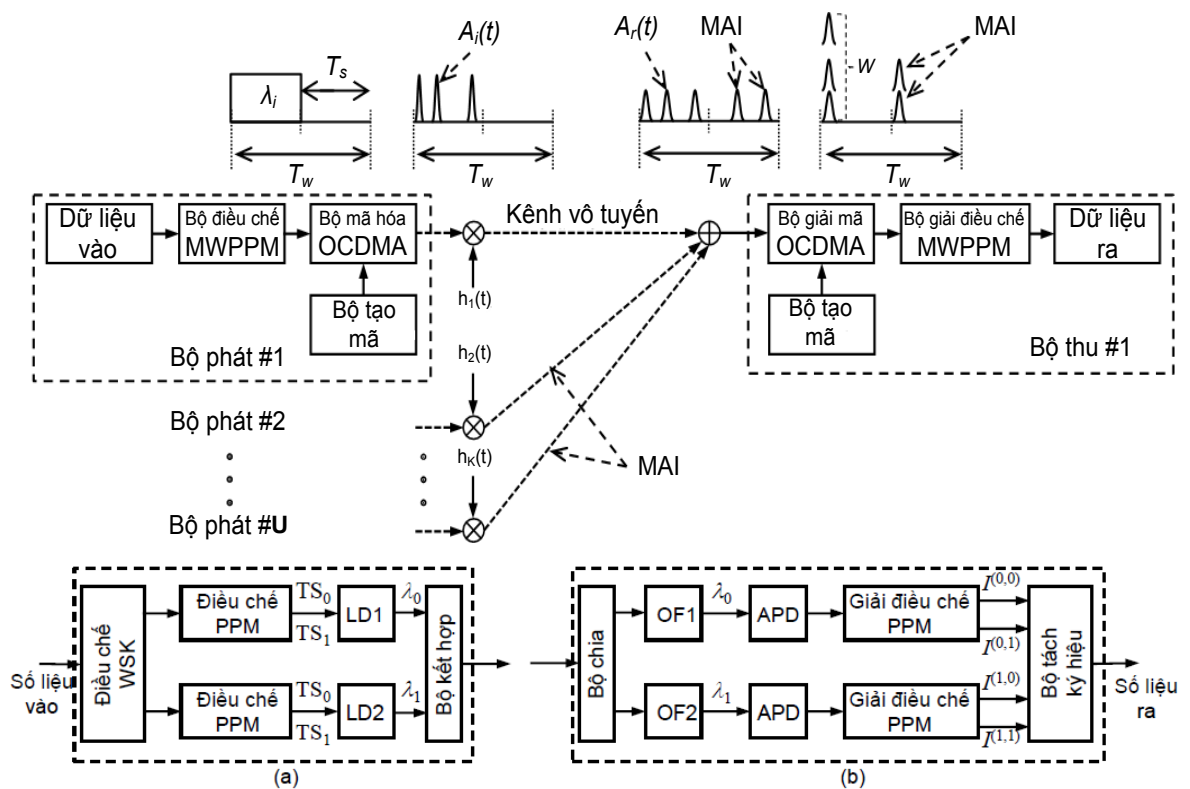
Hệ thống FSO/CDMA sử dụng W_s - M -MWPPM được minh họa trong Hình 4.4 [C7]. Ở phía bộ phát, dữ liệu đầu vào trước tiên được điều chế bởi một bộ điều chế MWPPM. Mỗi khối bit dữ liệu $b = \log_2 B$ được ánh xạ tới một trong số B ký hiệu $(s_0, s_1, \dots, s_{B-1})$, trong đó $B = W_s \times M = 2^b$. Tiếp theo xung quang đại diện cho một ký hiệu MWPPM được mã hóa bởi một bộ mã hóa OCDMA, tại đây nó được mã hóa thành một chuỗi chip “0” và “1”. Chip “1” được biểu diễn bởi một xung quang trong khi đó chip “0” tương đương với việc không có xung quang nào được phát đi. Số lượng các chip có trong một chuỗi mã bằng độ dài của từ mã được tạo ra bởi bộ tạo mã. Xung quang đại diện cho một chip “1” là xung Gauss với mô hình toán học được biểu diễn như công thức (2.46).

Với tốc độ bit số liệu là R_b , khoảng thời gian ký hiệu được tính như sau: $T_w = \log_2 B/R_b$, và khoảng thời gian của mỗi khe thời gian là $T_s = T_w/M$. Với F chip được phát trong mỗi khe thời gian, khoảng thời gian chip được thể hiện bởi $T_c = T_w/MF$. Với $T_0 = T_c/(4\ln 2)$, độ rộng nửa xung Gauss (T_0) có thể được biểu diễn theo công thức (4.1) [148]:

$$T_0 = \frac{\log_2 B/R_b}{MF4 \ln 2} \quad (4.1)$$

Tại bộ thu, các tín hiệu từ tất cả các bộ phát được tập hợp và đưa tới một bộ giải mã OCDMA. Bộ giải mã này được điều khiển bởi bộ tạo mã. Các tín hiệu thu được không chỉ bao gồm tín hiệu từ bộ phát mong muốn mà còn có các tín hiệu từ các bộ phát gây nhiễu, nhiễu này gọi là nhiễu đa truy nhập MAI. Tiếp theo, bộ tách

sóng APD chuyển tín hiệu quang thu được thành dòng điện tách quang. Dòng tách quang tỷ lệ thuận với cường độ của tín hiệu thu được tại bộ thu bởi đáp ứng \mathcal{H} (A/W). Cuối cùng, tại bộ giải điều chế MWPPM, tập hợp các dòng tách quang trên B đầu vào bộ giải điều chế, tương ứng với B ký hiệu, được so sánh với nhau. Đầu vào với dòng điện cao nhất được lựa chọn để quyết định ký hiệu phát và từ đó dữ liệu nhị phân sẽ được khôi phục.



Hình 4.4. Hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM: (a) bộ điều chế 2-2-MWPPM và (b) bộ giải điều chế 2-2-MWPPM [C7]

4.2.3 Hiệu năng hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM

Tại bộ thu, sau khi giải mã OCDMA, tín hiệu được giải mã bao gồm các xung quang từ bộ phát mong muốn và tín hiệu nhiễu (các xung MAI) từ các máy phát còn lại trong hệ thống. Cụ thể là, trong một khoảng thời gian T_s có w xung từ người dùng mong muốn với w là trọng số của mã. Mỗi người dùng gây nhiễu sẽ tạo ra nhiều nhất γ xung MAI, tương ứng với giá trị tương quan chéo giữa hai từ mã.

Chúng ta giả thiết rằng tất cả các người dùng đồng bộ trong việc phát tín hiệu, trong trường hợp này, ảnh hưởng của MAI là mạnh nhất. Cũng giả thiết rằng, công suất phát trên một bit và khoảng cách từ tất cả các bộ phát đến bộ thu là như nhau. Trường quang đầu vào bộ APD có thể biểu diễn theo công thức (4.2):

$$E^{(u,v)}(t) = a_1 w \sqrt{h_d} A_r(t) \exp\{j(\omega_{\lambda_v} t + \phi_{\lambda_v})\} + \sum_{k=1}^{\kappa^{(u,v)}} \sqrt{h_k} A_r(t) \exp\{j(\omega_{\lambda_v} t + \phi_{\lambda_v})\} \quad (4.2)$$

trong đó $a_1 = 1$ khi người dùng mong muốn phát xung tại khe thời gian u và bước sóng v , nếu không thì $a_1 = 0$; $A_r(t)$ là biên độ xung quang nhận được ở phía thu; h_d và h_k đặc trưng trạng thái kênh nhiễu loạn của người dùng mong muốn và người dùng gây nhiễu thứ k ; $\kappa^{(u,v)}$ là tổng số xung nhiễu tại khe thời gian u và bước sóng λ_v . Ngoài ra, ω_{λ_v} và ϕ_{λ_v} tương ứng là tần số và pha của sóng mang quang tại bước sóng λ_v .

Dòng tách quang tại đầu ra bộ tách sóng APD tuân theo quy luật tách sóng bình phương. Tại khe thời gian u , dòng tách quang trung bình được biểu diễn theo công thức (4.3):

$$\mu_{I^{(u,v)}} = \Re \bar{g} P_c \left(h_d + \sum_{k=1}^{\kappa^{(u,v)}} h_k \right) \quad (4.3)$$

trong đó \Re và \bar{g} tương ứng là đáp ứng và hệ số khuếch đại trung bình của APD. P_c là công suất trung bình trên một chip tại phía thu có tính đến ảnh hưởng của dẫn xung và được tính theo công thức (4.4):

$$P_c = \frac{1}{T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} |A_r(t)|^2 dt \quad (4.4)$$

Phương sai của dòng nhiễu tại bộ thu bao gồm nhiễu lượng tử, nhiễu nền và nhiễu nhiệt được mô hình hóa bởi phân bố Gauss với giá trị trung bình bằng không được biểu diễn theo công thức (4.5):

$$\sigma_{I^{(u,v)}}^2 = 2e\mathcal{R}F_a \bar{g}^{-2} \left(P_c w h_d + P_c \sum_{k=1}^{\kappa^{(u,v)}} h_k + P_b \right) \Delta f + \frac{4k_B T}{R_L} \Delta f \quad (4.5)$$

trong đó e là điện tích điện tử, k_B là hằng số Boltzmann, T là nhiệt độ tuyệt đối, R_L giá trị điện trở tải. P_b thể hiện công suất ánh sáng nền và $\Delta f = B_e/2$ là độ rộng băng thông nhiễu hiệu dụng với $B_e = MR_b/\log_2 B$. F_a là hệ số nhiễu dư của APD, nó được cho bởi công thức $F_a = \zeta \bar{g} + \left(2 - \frac{1}{\bar{g}}\right)(1 - \zeta)$ [9], trong đó ζ biểu thị hệ số ion hóa.

Tương tự như điều chế PPM, BER của hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM được tính dựa trên xác suất lỗi ký hiệu (P_e) theo công thức (4.6):

$$BER = \frac{B}{2(B-1)} P_e \quad (4.6)$$

Giả thiết rằng dữ liệu được truyền là đủ lớn để các ký hiệu có xác suất truyền như nhau. Không mất tính tổng quát, cũng giả sử rằng ký hiệu s_0 được truyền đi. Sử dụng kỹ thuật đường bao ta có xác suất lỗi ký hiệu tức thời trong trường hợp hệ thống có U người sử dụng có thể được tính toán theo công thức (4.7):

$$\begin{aligned} P_e &\leq \sum_{v=1}^{W_s-1} \sum_{u=1}^{M-1} \Pr\{I^{(0,0)} \leq I^{(u,v)} | s = s_0\} \\ &\leq (B-1) \sum_{l_1=0}^{\gamma(U-1)} \Pr\{\kappa^{(1,0)} = l_1\} \Pr\{I^{(0,0)} \leq I^{(1,0)} | s = s_0, \kappa^{(1,0)} = l_1\} \end{aligned} \quad (4.7)$$

trong đó, s là ký hiệu phát. $\kappa^{(1,0)}$ là tổng số xung nhiễu tới ký hiệu s_1 . $I^{(0,0)}$ và $I^{(1,0)}$ là dòng tách quang tương ứng cho các ký hiệu s_0 và s_1 .

Các xung nhiễu là các xung từ các người sử dụng gây nhiễu có vị trí trùng với một chip “1” của từ mã thu được. Xác suất xuất hiện của một xung tại một vị trí xác định trong từ mã có độ dài F là w/F , trong đó w là trọng số của mã (số chip “1” trong từ mã). Mặt khác, các xung này trùng với vị trí xung khác của người dùng gây nhiễu cũng có giá trị là w/F . Do đó, xác suất trùng vị trí một xung giữa hai từ mã bất kỳ sẽ là w^2/F^2 . Kết quả là $\kappa^{(1,0)}$ có thể mô hình hóa như một biến ngẫu nhiên nhị

thức với xác suất w^2/F^2 và thành phần thứ nhất trong công thức (4.7) có thể biểu diễn như sau [C7]:

$$\Pr\{\kappa^{(1,0)} = l_1\} = \binom{\gamma(U-1)}{l_1} \left(\frac{w^2}{F^2}\right)^{l_1} \left(1 - \frac{w^2}{F^2}\right)^{B-1-l_1} \quad (4.8)$$

Thành phần thứ hai của công thức (4.7) được tính toán như sau [C7]:

$$\Pr\{I^{(0,0)} \leq I^{(1,0)} \mid S = s_0, \kappa^{(1,0)} = l_1\} = \int_{\vec{h}} f_h(\vec{h}) \times Q\left(\frac{\mu_{I^{(0,0)}}(\vec{h}) - \mu_{I^{(1,0)}}(\vec{h})}{\sqrt{\sigma_{I^{(0,0)}}^2(\vec{h}) - \sigma_{I^{(1,0)}}^2(\vec{h})}}\right) d\vec{h} \quad (4.9)$$

trong đó $Q(\cdot)$ là hàm Q ; $\mu_{I^{(0,0)}}$, $\sigma_{I^{(0,0)}}^2$, $\mu_{I^{(1,0)}}$ và $\sigma_{I^{(1,0)}}^2$ tương ứng là giá trị trung bình và phương sai của I_0 và I_1 ; \vec{h} là véc-tơ biểu diễn trạng thái kênh từ các bộ phát tới bộ thu. Dựa trên công thức (4.3) và (4.5) giá trị của chúng có thể được tính theo công thức (4.10):

$$\begin{aligned} \mu_{I^{(0,0)}} &= \mathfrak{R}\bar{g}P_c w h_d & \sigma_{I^{(0,0)}}^2 &= 2e\mathfrak{R}F_a \bar{g}^{-2} (P_c w h_d + P_b) \Delta f + \frac{4k_B T}{R_L} \Delta f \\ \mu_{I^{(1,0)}} &= \mathfrak{R}\bar{g}P_c \sum_{k=1}^{K_u} h_k & \sigma_{I^{(1,0)}}^2 &= 2e\mathfrak{R}F_a \bar{g}^{-2} \left(P_c \sum_{k=1}^{K_u} h_k + P_b \right) \Delta f + \frac{4k_B T}{R_L} \Delta f \end{aligned} \quad (4.10)$$

4.2.4 Kết quả khảo sát hiệu năng hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM

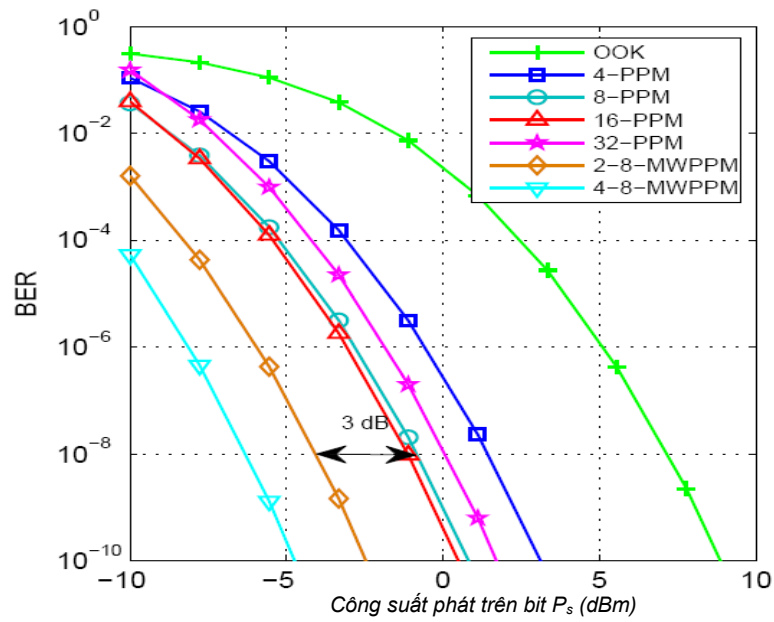
Phần này sẽ khảo sát tỉ lệ lỗi bit (BER) của hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM và bộ thu APD. Để có được sự so sánh công bằng với các hệ thống khác, quá trình khảo sát được xem xét trên cơ sở công suất phát trung bình trên bit, ký hiệu là P_s . Mối quan hệ giữa P_c và P_s được đưa ra bởi $P_c = M(\log_2 B)P_s/w$. Mã nguyên tố (prime code) là loại mã đơn giản và được sử dụng rộng rãi trong hệ thống CDMA quang, nên sẽ được sử dụng cho hệ thống FSO/CDMA. Mỗi từ mã trong một tổ hợp mã, được cấu trúc từ một số nguyên tố (p_s), có độ dài từ mã $F = p_s^2$, trọng lượng của từ mã $w = p_s$, và tương quan chéo giữa hai mã bất kỳ $\lambda_c = 2$ [147]. Các tham số của hệ thống và các hằng số được sử dụng trong quá trình khảo sát được cho trong Bảng 4.1.

Bảng 4.1. Các hằng số và giá trị tham số hệ thống.

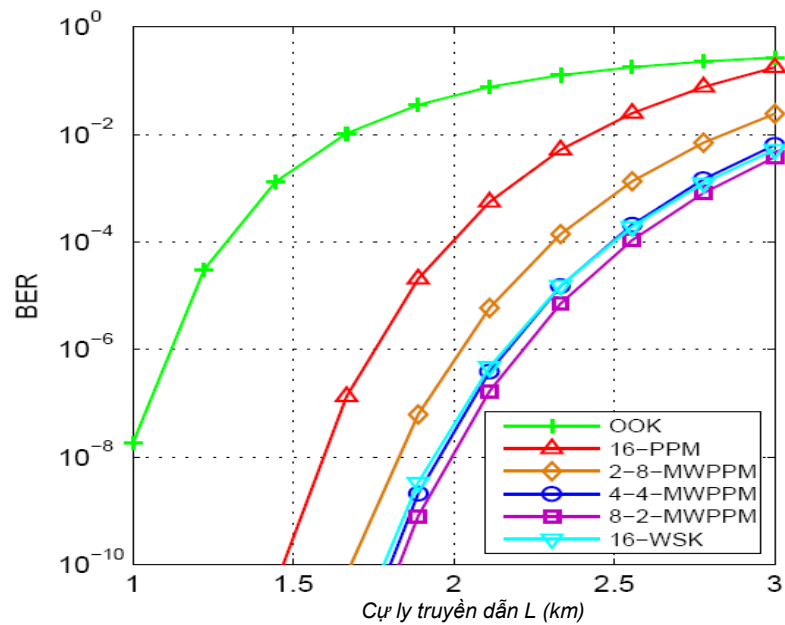
Tên	Ký hiệu	Giá trị
Hằng số Boltzman	k_B	$1,38 \times 10^{-23}$ W/K/Hz
Điện tích điện tử	e	$1,6 \times 10^{-19}$ C
Giá trị điện trở tải	R_L	50 Ω
Nhiệt độ bộ thu	T	300 K
Đáp ứng PD	\mathcal{R}	0,5 A/W
Công suất nhiễu nền	P_b	- 40 dBm
Hệ số ion hóa	Z	0,5
Kích thước cỡ lớn của nhiễu loạn	L_0	10 m
Hệ số suy hao	$\gamma(\lambda)$	0,1 km ⁻¹
Góc phân kỳ của chùm sáng	Θ	1 mrad
Đường kính thấu kính thu	$2a$	8 cm
Bước sóng công tác	λ	1550 nm
Khoảng cách bước sóng	$\Delta\lambda$	0,8 nm
Tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ	C_n^2	10^{-14} m ^{-2/3}
Số nguyên tố	p_s	37

Hình 4.5 thể hiện BER của các hệ thống FSO/CDMA sử dụng M -PPM và W_s - M -MWPPM theo công suất phát trên mỗi bit khi $L = 2$ km, $U = 32$ người sử dụng và $R_b = 1$ Gb/s. Kết quả cho thấy rằng cả phương thức điều chế PPM và MWPPM đều giúp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO/CDMA. Tuy nhiên, M -PPM với $M > 16$ không giúp cải thiện hiệu năng so với 8-PPM. Thậm chí 32-PPM cho hiệu năng kém hơn 8-PPM. Đó là bởi vì hệ thống 32-PPM có tốc độ chip cao hơn và ảnh hưởng của dẫn xung mạnh hơn so với ảnh hưởng của nhiễu loạn.

Hạn chế của M -PPM với M lớn có thể được khắc phục bằng cách sử dụng W_s - M -MWPPM vì nó có khả năng làm giảm đồng thời ảnh hưởng của thăng giáng cường độ tín hiệu và các ảnh hưởng của dẫn xung. Hình 4.5 thể hiện rằng, mặc dù sử dụng cùng một mức điều chế, yêu cầu công suất phát tại cùng một tỉ lệ lỗi bit của hệ thống sử dụng 2-8-MWPPM thấp hơn khoảng 3dB so với hệ thống sử dụng 16-PPM.



Hình 4.5. BER theo công suất phát/bit với $L=1,5$ km, $\bar{g} = 30$, $U = 32$ và $R_b=1$ Gb/s [C7].

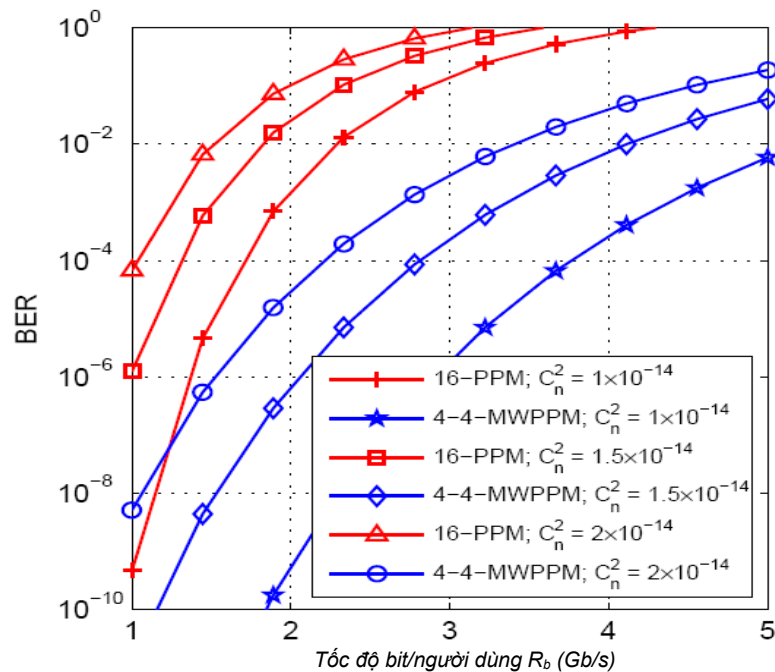


Hình 4.6. BER theo cự ly tuyến L với $P_s = 0$ dBm, $\bar{g} = 30$, $U = 32$, và $R_b = 1$ Gb/s [C7].

Hình 4.6 biểu diễn mối quan hệ giữa BER và khoảng cách tuyến khi $P_s = 0$ dBm, $\bar{g} = 30$ và $U = 32$ người sử dụng. Mức điều chế được cố định bằng 16 và thay đổi số lượng bước sóng trong MWPPM. Kết quả cho thấy rằng, nhờ vào khả năng làm giảm ảnh hưởng của dẫn xung, hệ thống FSO/CDMA sử dụng MWPPM có thể

mở rộng cự ly truyền dẫn so với hệ thống sử dụng OOK và PPM. Ví dụ, cự ly truyền dẫn của hệ thống 8-2-MWPPM dài hơn cự ly truyền dẫn của hệ thống 16-PPM 0,4 km với cùng một tỷ lệ lỗi bit BER = 10^{-9} .

Tiếp theo, trong hình 4.7, BER được khảo sát so với tốc độ bit trên người dùng với $L = 1,5$ km, $U = 32$ người sử dụng và $P_s = 0$ dBm. Chúng ta có thể quan sát sự ảnh hưởng của nhiễu loạn không khí (C_n^2) đến tốc độ bit của người dùng. Khi C_n^2 tăng, tốc độ bit sẽ cần phải giảm nhằm đảm bảo hiệu năng hệ thống. Ngoài ra, kết quả cũng cho thấy, hệ thống FSO/CDMA sử dụng W_s - M -MWPPM có thể hỗ trợ tốc độ bit người dùng cao hơn so với việc sử dụng M -PPM. Cụ thể, khi $C_n^2 = 10^{-14}$, tốc độ bit người dùng của hệ thống FSO/CDMA sử dụng 16-PPM có thể được hỗ trợ (tại mức BER = 10^{-6}) là khoảng 1,35 Gb/s. Bằng việc sử dụng 4-4-MWPPM, tốc độ bit người dùng tăng gấp đôi lên tới 2,7 Gb/s. Khi $C_n^2 = 2 \cdot 10^{-14}$, tốc độ bit tại mức BER = 10^{-6} của hệ thống sử dụng 16-PPM rớt xuống dưới 1 Gbps, trong khi đó, R_b vẫn cao hơn 1 Gb/s đối với hệ thống sử dụng 4-4-MWPPM.



Hình 4.7. BER theo tốc độ bit với $P_s = 0$ dBm, $\bar{g} = 30$, $L = 1,5$ km, và $U = 32$ [C7].

4.3 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG FSO/CDMA SỬ DỤNG CHUYỂN TIẾP

Hiệu năng của hệ thống FSO/CDMA bị hạn chế do ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển, gây ra bởi sự biến đổi chỉ số khúc xạ khí quyển do sự không đồng nhất về nhiệt độ và áp suất khí quyển [152]. Nhiễu loạn không khí cùng với nhiễu nền và nhiễu truy nhập đa người dùng (MAI) làm tăng tỉ số lỗi bit (BER) và hạn chế đáng kể cự ly truyền dẫn của hệ thống FSO/CDMA. Một số kỹ thuật đã được đề xuất để đối phó với vấn đề này bao gồm điều chế vị trí xung (PPM), mã hóa pha phổ và sửa lỗi theo hướng phát (FEC). Kỹ thuật PPM có một số ưu điểm là công suất phát thấp và tách sóng không cần ngưỡng [68], [95], [103], [105], [110]. Tuy nhiên, hệ thống FSO/CDMA dựa trên PPM yêu cầu phát xung hẹp do đó chịu ảnh hưởng đáng kể do sự dẫn xung khi truyền dẫn tốc độ cao và cự ly dài như đã phân tích trong mục 4.2. Kỹ thuật CDMA quang mã hóa pha phổ giúp tăng cường hiệu quả sử dụng phổ và hiệu năng hệ thống [95], tuy nhiên kỹ thuật này tương đối phức tạp vì yêu cầu sử dụng nguồn phát và máy thu quang coherent. Các nghiên cứu trong [110] chỉ ra rằng FEC là một trong những biện pháp kỹ thuật tốt nhất để chống lại các ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển, tuy nhiên sử dụng FEC trong các hệ thống truyền dẫn quang tốc độ cao sẽ làm tăng trễ và tính phức tạp do sự hiện diện của các khối mã hóa/giải mã.

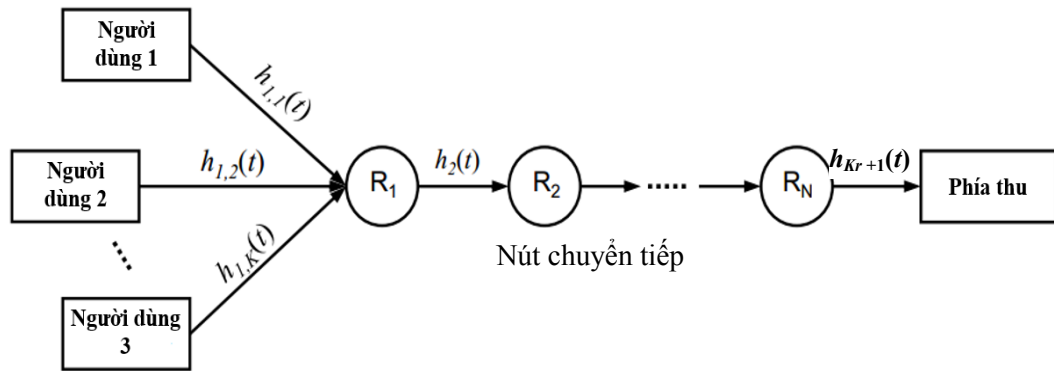
Trong phần này, nghiên cứu sinh đề xuất sử dụng truyền dẫn chuyển tiếp để làm giảm ảnh hưởng của nhiễu loạn khí quyển trong các hệ thống FSO/CDMA [J5], [C6]. Bằng cách triển khai các nút chuyển tiếp, hiệu năng và khoảng cách truyền dẫn của các hệ thống FSO/CDMA sẽ được cải thiện. Ngoài ra, các nút chuyển tiếp sẽ giúp cho việc triển khai hệ thống được dễ dàng khi các bộ phát và bộ thu không có đường truyền tầm nhìn thẳng, vốn là yêu cầu bắt buộc của một tuyến truyền thông FSO. Cơ chế chuyển tiếp hay được sử dụng nhất trong các nút chuyển tiếp là cơ chế tách và chuyển tiếp mức bit (BDF). Tuy nhiên, việc sử dụng kỹ thuật BDF trong hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp rất phức tạp khi cần thiết phải tách sóng đa người dùng tại các nút chuyển tiếp. Do đó, nghiên cứu sinh đề xuất thay thế bằng cách sử dụng cơ chế tách và chuyển tiếp mức chip (CDF) [J5], [C6]. Trong hệ thống

FSO/CDMA sử dụng cơ chế CDF, các nút chuyển tiếp sẽ phát hiện các chip “1” hoặc “0”, dựa trên một giá trị ngưỡng và sau đó chuyển tiếp chúng tới nút tiếp theo mà không tác động đến mức bit của từng người dùng. Hơn nữa, việc sử dụng CDF có thể kết hợp dễ dàng với việc áp dụng bộ tách AND đã được sử dụng tại máy thu để chống lại ảnh hưởng của MAI [94].

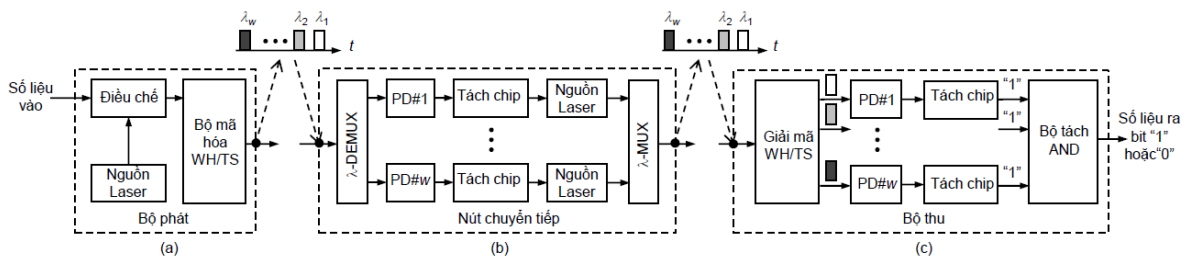
Hiệu năng của hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp trên kênh nhiễu loạn không khí (được mô hình hóa bởi kênh pha đỉnh log-chuẩn) sẽ được khảo sát có tính đến các ảnh hưởng của các yếu tố lớp vật lý bao gồm MAI và nhiễu nền. Các ảnh hưởng khác của kênh truyền khí quyển bao gồm tổn hao khí quyển và suy giảm công suất do trải rộng chùm tia cũng được xét đến. Từ đó nghiên cứu sinh xây dựng công thức tính BER của hệ thống FSO/CDMA đã đề xuất; các kết quả mô phỏng số sẽ được phân tích theo các thông số khác nhau của hệ thống như công suất phát, số lượng nút chuyển tiếp, số lượng người dùng và cự ly truyền dẫn [J5], [C6].

4.3.1 Mô hình hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp

Mô hình hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp với U người dùng và K_r nút chuyển tiếp được chỉ ra ở trong Hình 4.8 [C6]. Các tín hiệu số liệu từ U người sử dụng được phát qua kênh truyền khí quyển và được thu tại nút chuyển tiếp đầu tiên (R_1), ở đó, tín hiệu được tách ở mức chip và sau đó chuyển tiếp tới máy thu thông qua các nút chuyển tiếp khác (R_2, R_3, \dots, R_K). Mỗi người dùng trong hệ thống FSO/CDMA được ấn định một mã nguyên tố, mã một chiều (1D) hoặc mã hai chiều (2D), để mã hóa số liệu. Với các tính chất tự tương quan lớn và tương quan chéo thấp, các mã nguyên tố hai chiều trải thời gian/nhảy bước sóng (WH/TS) được đề xuất và áp dụng nhiều trong các hệ thống CDMA quang [60]. Để giảm MAI và tăng tính bảo mật, các mã 2D WH/TS cũng được nghiên cứu sinh đề xuất sử dụng trong hệ thống FSO/CDMA. Sơ đồ khối chi tiết của một bộ phát, một nút chuyển tiếp và một bộ thu được đề xuất như trong Hình 4.9.



Hình 4.8. Mô hình hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp [C6].



Hình 4.9 Sơ đồ khối của a) máy phát; b) nút chuyển tiếp; c) máy thu trong hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp [J5].

Như chỉ ra trong Hình 4.9a, tại máy phát, số liệu nhị phân của mỗi người dùng trước tiên được điều chế với tín hiệu quang băng rộng (được tạo ra từ nguồn quang laser) tại bộ điều chế. Sau đó, tín hiệu quang đã được điều chế được mã hóa trong cả hai miền thời gian và bước sóng tại bộ mã hóa WH/Ts, trong đó bit “1” được chuyển đổi thành chuỗi chip bao gồm các chip “1” và “0” còn bit “0” được giữ nguyên. Một xung quang có công suất là P_c với bước sóng xác định sẽ được phát trong trường hợp chip “1”, trong trường hợp chip “0” sẽ không có xung quang nào được phát đi.

Tại nút chuyển tiếp đầu tiên (Hình 4.9b), các xung quang từ U người dùng được thu thập và tách thành các bước sóng riêng rẽ tại bộ giải ghép kênh (λ -DEMUX). Sau đó, tín hiệu quang tại mỗi một bước sóng được chuyển đổi thành tín hiệu điện bởi bộ tách sóng quang (PD). Tín hiệu điện này được xử lý tách và chuyển tiếp ở mức chip bởi một bộ tách ngưỡng, rồi được đưa vào điều chế nguồn laser. Các tín hiệu quang từ nguồn laser được kết hợp tại bộ ghép kênh theo bước

sóng (λ -MUX) trước khi phát đến nút tiếp theo. Điều đáng chú ý là công suất phát trên mỗi chip “1” tại đầu ra của R_1 cũng được giữ nguyên tại mức P_c . Quá trình xử lý tương tự được thực hiện ở các nút chuyển tiếp khác (R_2, R_3, \dots, R_K) của hệ thống. Tuy nhiên, tại các nút chuyển tiếp này, quá trình xử lý CDF không bị ảnh hưởng bởi MAI vì chúng chỉ kết nối đến một nút phía trước.

Tại bộ thu (Hình 4.9c), số liệu nhị phân từ máy phát mong muốn được giải mã tại bộ giải mã WH/TS. Sau khi đi qua bộ giải mã, các xung quang, (chip “1”), có bước sóng trùng với mã nguyên tố tại máy thu sẽ được thu thập. Ngoài ra, trễ thời gian tương đối giữa các xung quang cũng được loại bỏ. Tiếp theo, các xung quang này được chuyển sang tín hiệu điện tại các PD và được thực hiện tách mức chip. Dựa trên mức logic tại đầu ra của các bộ tách chip, mạch AND sẽ quyết định là bit “1” (đầu ra tất cả các bộ tách chip đều là “1”) hay bit “0” (một trong các đầu ra bộ tách chip có logic “0”).

4.3.2 Mã nguyên tố

Trong hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp được đề xuất, mã nguyên tố 2D để cung cấp truy nhập cho nhiều người dùng cùng một lúc. Cụ thể, mỗi người dùng được ấn định một mã duy nhất có độ dài p_s^2 , trong đó p_s là số nguyên tố. Mã TS được tạo ra bằng cách sử dụng phép tính đồng dư để đặt xung vào một khối như thể hiện trong công thức (4.11) [J5]:

$$c_{xy} = [x.y] \quad x, y = 0, 1, \dots, p_s - 1 \quad (4.11)$$

trong đó $[.]$ biểu thị toán tử nhân theo modul 2 của p_s , x là số thứ tự trong chuỗi, y là số khối trong chuỗi. Thuật toán xác định vị trí của một xung trong một khối có độ dài p_s , do đó, thuật toán nguyên tố tạo ra p_s chuỗi S_i ($i = 0, 1, \dots, p_s - 1$) có độ dài p_s^2 .

Tương tự như thế, mã WH được tạo ra từ một số nguyên tố p_h ($p_s \leq p_h$). Trong trường hợp này, có p_h bước sóng cho các mã TS, chính xác là có p_s xung trong chuỗi mã. Mã WH với mẫu H_0 có tất cả các xung tại cùng một bước sóng nên bị loại bỏ. Do đó, số lượng mã WH là $p_h - 1$ và tập mã 2D WH/TS gồm $p_s \times (p_h - 1)$

mã nguyên tố 2D riêng biệt có chiều dài p_s^2 . Quá trình tạo mã TS và WH với $p_s = p_h = 5$ được minh họa trong Bảng 4.2. Ví dụ về chuỗi mã 2D WH/TS được tạo ra bởi mã WH H_1 và mã TS S_2 là $\lambda_0 0000; 00\lambda_1 00; 0000\lambda_2; 0\lambda_3 000; 000\lambda_4 0$.

Bảng 4.2. Các mã WH và TS với $p_s = p_h = 5$.

Mã WH	Mã TS
$H_0 \lambda_0 \lambda_0 \lambda_0 \lambda_0 \lambda_0$	S_0 10000 10000 10000 10000 10000
$H_1 \lambda_0 \lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \lambda_4$	S_1 10000 01000 00100 00010 00001
$H_2 \lambda_0 \lambda_2 \lambda_4 \lambda_1 \lambda_3$	S_2 10000 00100 00001 01000 00010
$H_3 \lambda_0 \lambda_3 \lambda_1 \lambda_4 \lambda_2$	S_3 10000 00010 01000 00001 00100
$H_4 \lambda_0 \lambda_4 \lambda_4 \lambda_2 \lambda_1$	S_4 10000 00001 00010 00100 01000

4.3.3 Hiệu năng BER hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp

4.3.3.1 Tỷ lệ lỗi bit BER

Để đánh giá hiệu năng của hệ thống, nghiên cứu sinh sử dụng tham số BER. Giả sử rằng hệ thống phục vụ U người dùng, trong đó có một người dùng mong muốn và $U - 1$ người dùng còn lại là các người dùng gây nhiễu tiềm năng. BER tổng được tính trong điều kiện: có k người dùng (trong $U - 1$ người dùng gây nhiễu tiềm năng) truyền đi bit “1”. Giả sử rằng tất cả các người dùng đều phát đi các bit “1” và “0” với xác suất như nhau và bằng 0,5 thì BER có thể được tính theo công thức (4.12) [J5]:

$$BER = \sum_{k=1}^{U-1} \left\{ \binom{U-1}{k} 2^{1-U} \cdot \frac{1}{2} [p_{be}(0|1, k) + p_{be}(1|0, k)] \right\} \quad (4.12)$$

Với $p_{be}(0|1, k)$ và $p_{be}(1|0, k)$ là các xác suất lỗi bit có điều kiện khi tách các bit “1” và bit “0” tại bộ thu cuối cùng. Trong trường hợp sử dụng bộ tách quang AND như chỉ ra trong Hình 4.9, toán tử logic được thực hiện trên tất cả các vị trí chip “1” của từ mã để tách bit “1” [95]. Do đó, xác suất lỗi bit có điều kiện được biểu diễn theo xác suất lỗi chip có điều kiện (CEP) theo công thức (4.13):

$$p_{be}(0|1, k) = \sum_{j=1}^{p_s} \binom{p_s}{j} [p_{e2e}(0|1, k)]^j [1 - p_{e2e}(0|1, k)]^{p_s-j} \quad (4.13)$$

$$p_{be}(1|0, k) = \prod_{j=1}^{p_s} p_{e2e}(1|0, k)$$

với $p_{e2e}(0|1, k)$ và $p_{e2e}(1|0, k)$ là các xác suất lỗi chip khi phát chip “1” nhưng quyết định chip “0” và phát chip “0” nhưng quyết định chip “1” từ đầu phía phát đến đầu phía thu. Cần lưu ý rằng các xác suất có điều kiện này phụ thuộc vào CEP của tất cả các chặng từ máy phát đến bộ thu.

4.3.3.2 Xác suất lỗi chip cho chặng chuyển tiếp đầu tiên

Xác suất lỗi chip cho chặng đầu tiên được xác định ở tại trạm chuyển tiếp đầu tiên (R_1). Tại chặng này, xác suất lỗi chip không chỉ chịu ảnh hưởng của nhiễu nền mà còn bởi MAI từ những người dùng khác nữa. Giả sử rằng công suất phát chip (P_c) và khoảng cách từ tất cả các người dùng đến R_1 là như nhau. Thêm vào đó, trong số k người dùng phát đi bit “1”, n_u người dùng gây nhiễu phát đi chip “1” trùng vào vị trí của chip “1” mà ta đang xét, trong đó $n_u = \text{binom}(k, p_{cov})$ và p_{cov} là xác suất mà chip của người dùng mong muốn bị chồng lấn bởi chip của người dùng gây nhiễu. Trong trường hợp sử dụng mã nguyên tố 2D WH/TS, xác suất chồng lấn chip tại đầu vào của R_1 có thể được tính như sau: $p_{cov} = \mu_\lambda / p_s^3$ [94], với μ_λ là số lượng bước sóng trung bình giống nhau cho một cặp mã, với điều kiện $p_h > p_s$, có thể được tính như sau [133]:

$$\mu_\lambda = \frac{1}{\binom{p_h}{p_s}} \left\{ \begin{aligned} & \binom{p_h-1}{p_s-1} \frac{(p_h-1)(p_s-2) + (p_h+2)}{(p_h-2)} \\ & + \binom{p_h-1}{p_s} \frac{p_s(p_h-1)}{(p_h-2)} \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

Trong trường hợp đặc biệt $p_h = p_s$, μ_λ tương đương với p_s , do đó $p_{cov} = 1/p_s^2$. Khi k người dùng phát đi bit “1”, n_u thay đổi từ 1 đến k , do đó xác suất lỗi chip ở chặng thứ nhất được tính theo công thức (4.15) và (4.16) [J5]:

$$p_{ce-1}(1|0, k) = \sum_{n_u=1}^k \left\{ \binom{k}{n_u} p_{\text{cov}}^{n_u} (1 - p_{\text{cov}})^{k-n_u} p_{ce}(1|0, n_u) \right\} \quad (4.15)$$

$$p_{ce-1}(0|1, k) = \sum_{n_u=1}^k \left\{ \binom{k}{n_u} p_{\text{cov}}^{n_u} (1 - p_{\text{cov}})^{k-n_u} p_{ce}(0|1, n_u) \right\} \quad (4.16)$$

với $p_{ce}(1|0, n_u)$ và $p_{ce}(0|1, n_u)$ tương ứng là các xác suất lỗi chip có điều kiện khi quyết định chip “1” và chip “0”.

Công suất thu trên một chip tại đầu vào của trạm chuyển tiếp R_1 được xác định theo công thức (4.17) và (4.18):

$$P_{1(0)} = \sum_{i=1}^{n_u} h_{1,i} P_c + P_b = h_{1(0)} P_c + P_b \quad (4.17)$$

$$P_{1(1)} = h_{1,d} P_c + \sum_{i=1}^{n_u} h_{1,i} P_c + P_b = h_{1(1)} P_c + P_b \quad (4.18)$$

với $P_{1(0)}$ và $P_{1(1)}$ tương ứng là công suất quang thu được khi người dùng mong muốn phát chip “0” và chip “1”, P_b là công suất nhiễu nền trung bình, $h_{1,i}$ là hệ số kênh khí quyển của người dùng gây nhiễu thứ i , và ta giả sử rằng nó có hàm mật độ xác suất giống của người dùng được đánh giá. Vì vậy, tổng của n_u hoặc $n_u + 1$ biến ngẫu nhiên log-chuẩn có thể biến đổi tương đương thành biến ngẫu nhiên log-chuẩn $h_{1(0)}$ hoặc $h_{1(1)}$ (quá trình biến đổi này được trình bày bởi công thức trong phụ lục B)

Sau khi tín hiệu quang thu được đi qua bộ chuyển đổi quang điện, dòng điện thu được tính theo các công thức (4.19) và (4.20):

$$I_{1(0)} = \Re h_{1(0)} P_c \quad (4.19)$$

$$I_{1(1)} = \Re h_{1(1)} P_c \quad (4.20)$$

với $I_{1(0)}$ và $I_{1(1)}$ là cường độ dòng điện được chuyển đổi từ $P_{1(0)}$ và $P_{1(1)}$ nhờ bộ chuyển đổi quang điện. Bên cạnh đó, công suất nhiễu nền cũng được chuyển đổi thành dòng nhiễu với phương sai được tính theo công thức (4.21):

$$\sigma_b^2 = 2\Re P_b B_e \quad (4.21)$$

Dựa trên các công thức từ (4.19) đến (4.21), các xác suất lỗi chip dưới ảnh hưởng của nhiễu đa truy nhập MAI và nhiễu nền được xác định theo các công thức (4.22) và (4.23):

$$p_{ce}(1|0, n_u) = \int_0^\infty \int_{I_D}^\infty f_p(h_{1(0)}^a) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \exp\left(-\frac{(x - I_{1(0)})^2}{2\sigma_b^2}\right) dh_{1(0)}^a dx \quad (4.22)$$

$$p_{ce}(0|1, n_u) = \int_0^\infty \int_{-\infty}^{I_D} f_p(h_{1(1)}^a) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \exp\left(-\frac{(x - I_{1(1)})^2}{2\sigma_b^2}\right) dh_{1(1)}^a dx \quad (4.23)$$

Với I_D là ngưỡng tách chip, và là một giá trị cố định; $f_p(h_{1(0)}^a)$, $f_p(h_{1(1)}^a)$ tương ứng là véc tơ hàm mật độ xác suất phân bố log-chuẩn có kích thước n_u và n_u+1 . Lưu ý rằng $h_{1(0)} = h_1^l h_1^p h_{1(0)}^a$ và $h_{1(1)} = h_1^l h_1^p h_{1(1)}^a$, với h_1^l là hệ số tổn hao kênh và h_1^p là hệ số tổn hao lệch hướng của chặng đầu tiên.

Thực hiện biến đổi $z_0 = \ln(h_{1(0)}^a)$ và $z_1 = \ln(h_{1(1)}^a)$, ta có các công thức sau [J5]:

$$p_{ce}(1|0, n_u) = \int_{-\infty}^\infty \Omega(z_0, \mu_{z_0}, \sigma_{z_0}^2) \mathcal{Q}\left(\frac{I_D - \Re P_c h_1^l h_1^p \exp(z_0)}{\sigma_b}\right) dz_0 \quad (4.24)$$

$$p_{ce}(0|1, n_u) = \int_{-\infty}^\infty \Omega(z_1, \mu_{z_1}, \sigma_{z_1}^2) \mathcal{Q}\left(\frac{\Re P_c h_1^l h_1^p \exp(z_1) - I_D}{\sigma_b}\right) dz_1 \quad (4.25)$$

trong đó $Q(u) = \int_u^\infty \Omega(x, 0, 1) dx$. Tiếp theo, các công thức (4.24) và (4.25) có thể được tính xấp xỉ theo công thức Gauss-Hermite (được trình bày bởi công thức (C.2) trong phụ lục C) để có được các công thức (4.26) và (4.27) [J5]:

$$p_{ce}(1|0, n_u) \approx \sum_{t=1}^v \frac{g_t}{\sqrt{\pi}} \mathcal{Q}\left(\frac{I_D - \Re P_c h_1^l h_1^p \exp(\mu_{z_0} + m_t \sigma_{z_0} \sqrt{2})}{\sigma_b}\right) \quad (4.26)$$

$$p_{ce}(0|1, n_u) \approx \sum_{t=1}^v \frac{g_t}{\sqrt{\pi}} Q \left(\frac{\Re P_c h_1^t h_1^p \exp(\mu_{z_1} + m_t \sigma_{z_1} \sqrt{2}) - I_D}{\sigma_b} \right) \quad (4.27)$$

với m_t là các điểm cực 0 và g_t là trọng số bậc thứ t của đa thức Hermite.

4.3.3.3 Xác suất lỗi chip của chặng thứ m ($m = 2, 3, \dots, K_r + 1$)

Với chặng thứ m ($m = 2, 3, \dots, K_r + 1$) sau đó thì không có MAI nhưng vẫn có sự hiện diện của hiệu ứng nhiễu loạn không khí và nhiễu nền. Vì vậy, cường độ dòng thu được tại trạm chuyển tiếp (R_i) được xác định như sau:

$$I = \begin{bmatrix} I_{m(0)} \\ I_{m(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_b \\ \Re P_c h_m + n_b \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Theo các bước biến đổi như trong phần 4.2, ta sẽ có xác suất lỗi chip cho chặng thứ m theo các công thức (4.29) và (4.30) [J5]:

$$p_{ce-m}(1|0, k) = Q \left(\frac{I_D}{\sigma_b} \right) \quad (4.29)$$

$$p_{ce-m}(0|1, k) \approx \sum_{t=1}^v \frac{g_t}{\sqrt{\pi}} Q \left(\frac{\Re P_c h_t^l \exp(\mu_z + m_t \sigma_z \sqrt{2}) - I_D}{\sigma_b} \right) \quad (4.30)$$

4.3.3.4 Xác suất lỗi chip nguồn-đích

Trong hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp, có khả năng máy thu vẫn tách đúng chip mặc dù chip bị tách sai trong một số lần chuyển tiếp trước đó. Để đánh giá hiệu năng trong trường hợp xấu nhất, ta giả thiết rằng xác suất lỗi chip toàn tuyến từ nguồn tới đích là xác suất mà các chip được truyền đi mà không bị lỗi giữa bất kỳ cặp trạm chuyển tiếp liên tiếp và được tính theo các công thức (4.31) và (4.32) [J5]:

$$p_{e2e}(1|0, k) = 1 - \prod_{m=1}^{K_r+1} (1 - p_{ce-m}(1|0, k)) \quad (4.31)$$

$$p_{e2e}(0|1, k) = 1 - \prod_{m=1}^{K_r+1} (1 - p_{ce-m}(0|1, k)). \quad (4.32)$$

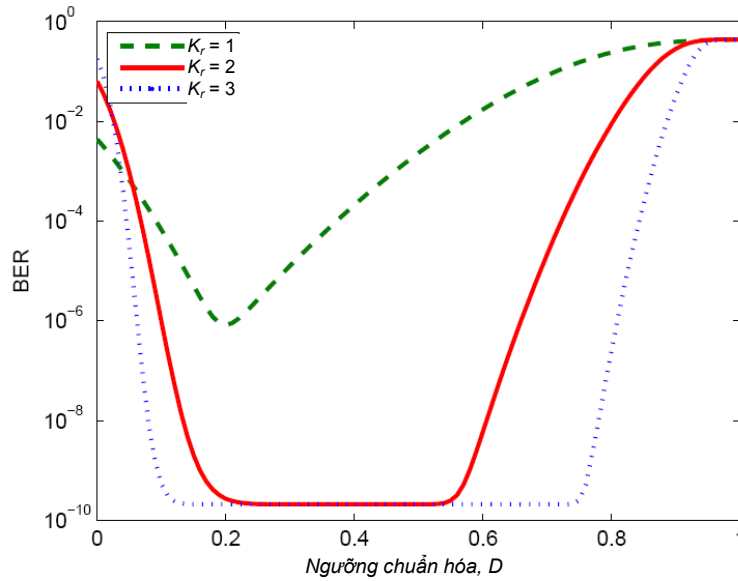
4.3.3.5 Kết quả khảo sát hiệu năng BER

Trong phần này sẽ trình bày các kết quả tính toán BER của hệ thống đề xuất. Giả định rằng khoảng cách từ trạm nguồn đến trạm đích là L (km) và các trạm chuyển tiếp nằm cách đều nhau. Các kết quả khảo sát hiệu năng được xem xét khi ta cố định năng lượng trên bit E_b . Vì có p_s xung trong khoảng thời gian một bit, nên công suất phát của chip là $P_c = (E_b / p_s) / T_c$ với (E_b / p_s) là năng lượng chip, T_c là thời gian tồn tại chip. Ngoài ra, mức ngưỡng tách sóng I_D được xác định là $I_D = \mathcal{R} P_c h^l D$ với D là ngưỡng chuẩn hóa và đặt cùng một mức với cho tất cả các chặng. B_c được cố định ở mức 70% tốc độ chip [94]. Quan hệ giữa tốc độ chip R_c và tốc độ bit R_b là $R_c = R_b p_s^2$, trong đó (p_s) là độ dài mã. Các tham số khác của hệ thống và các hằng số được sử dụng trong quá trình khảo sát được cho trong Bảng 4.3.

Bảng 4.3. Tham số hệ thống và hằng số.

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện tích điện tử	e	$1,602 \times 10^{-19}$ C
Đáp ứng PD	\mathcal{R}	0,6 A/W
Hệ số suy hao	$\gamma(\lambda)$	$0,1 \text{ km}^{-1}$
Đường kính bộ thu	$2a$	20 cm
Bán kính búp sóng tại khoảng cách 1 km	ω_z	2,5 m
Công suất nhiễu nền	P_b	- 30 dBm
Bước sóng công tác	λ	1550 nm
Tham số cấu trúc chỉ số khúc xạ	C_n^2	$10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$

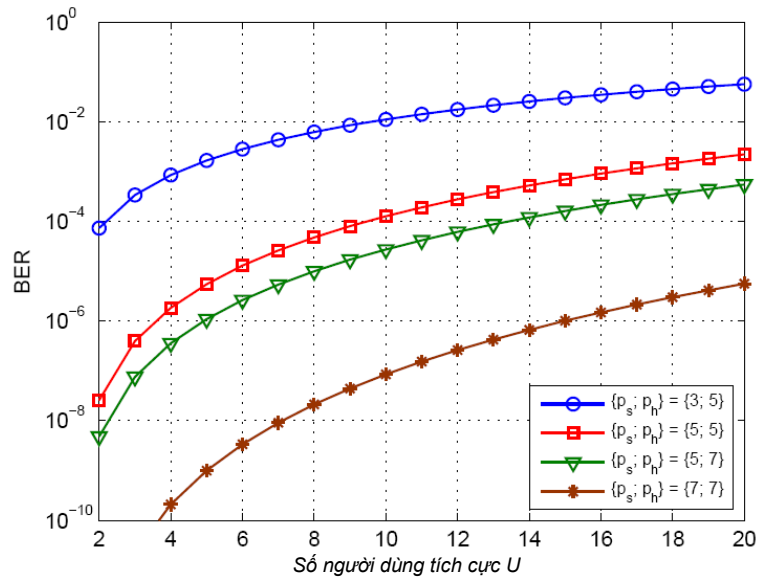
Giá trị BER đích của hệ thống FSO là 10^{-9} (hoặc 10^{-12}) có thể được xem xét để đạt được trong truyền thông không gian tự do. Do đó, trong chương này nghiên cứu sinh sử dụng giá trị 10^{-6} để đánh giá hiệu năng BER theo giả thiết rằng mã sửa lỗi theo hướng phát (FEC) được sử dụng để đảm bảo truyền thông.



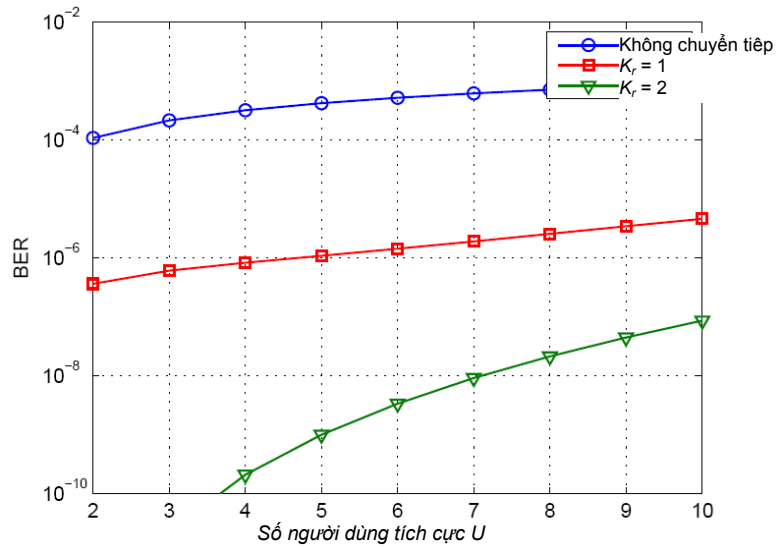
Hình 4.10. BER theo ngưỡng chuẩn hóa (D) với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, $L = 3$ km, $U = 4$ và $\{p_s; p_h\} = \{7; 7\}$ [J5].

Hình 4.10 khảo sát BER theo ngưỡng chuẩn hóa với số lượng trạm chuyển tiếp từ 1 đến 3. Để đạt được BER thấp, ngưỡng chuẩn hóa phải được chọn một cách hợp lý. Nếu D quá nhỏ, hiệu năng của hệ thống bị giảm do tách chip “1” trong khi không có tín hiệu phát. Trong trường hợp D quá lớn, lỗi tách sóng gây ra bởi quyết định sai chip “0” khi chip “1” được phát đi. Việc lựa chọn ngưỡng tối ưu phụ thuộc vào việc thiết lập các thông số hệ thống, đặc biệt là số lượng trạm chuyển tiếp. Khi số lượng trạm chuyển tiếp đủ lớn, BER đạt đến giá trị sàn và ngưỡng được lựa chọn trong một dải rộng.

Hình 4.11 mô tả mối quan hệ giữa BER và số lượng người dùng tích cực U với các bộ mã khác nhau, các giá trị khác nhau của p_s và p_h . Hình này nhận được dựa trên ngưỡng tối ưu chọn trong hình 4.10. Rõ ràng rằng BER giảm khi tăng p_s hoặc p_h . Khi p_s tăng, BER được cải thiện đáng kể hơn. Ngoài ra, số lượng người dùng có thể hỗ trợ tại một giá trị BER cụ thể có thể được xác định từ kết quả này. Như chỉ ra trong hình vẽ, hệ thống sử dụng $p_s = 7$ và $p_h = 7$ (7 bước sóng) có thể hỗ trợ 15 người sử dụng với BER = 10^{-6} , tăng gấp hơn 2 lần so với số bước sóng yêu cầu. Đây là một ưu điểm của hệ thống FSO sử dụng CDMA so với hệ thống sử dụng đa truy nhập phân chia theo bước sóng (WDMA).



Hình 4.11. BER theo số lượng người dùng tích cực (U) với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, $L = 3$ km và $K_r = 2$ [J5].

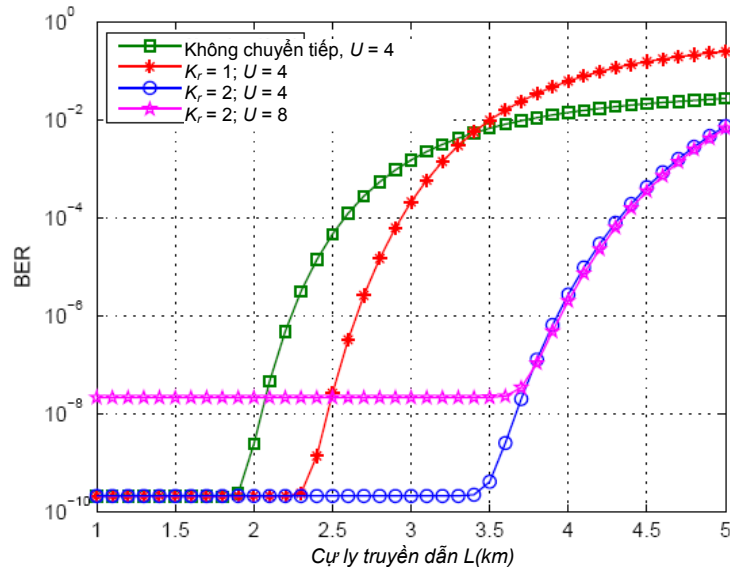


Hình 4.12. BER theo số lượng người dùng tích cực (U) với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, và $\{p_s; p_h\} = \{7; 7\}$ [J5]

Lợi ích của truyền dẫn chuyển tiếp được thể hiện trong hình 4.12, hình vẽ BER theo số người sử dụng tích cực U . Dưới tác động của sự suy yếu lớp vật lý, bao gồm cả nhiễu loạn không khí, MAI và nhiễu nền, BER của hệ thống FSO/CDMA không có chuyển tiếp rất cao, ngay cả khi số lượng người dùng ít. Mặt khác, sử dụng truyền dẫn chuyển tiếp có thể giúp giảm BER đáng kể. Các hệ thống

FSO/CDMA sử dụng chuyển tiếp với một trạm chuyển tiếp hỗ trợ nhiều hơn 10 người dùng với $BER = 10^{-6}$ khi $L = 3$ km và $R_b = 1$ Gb/s.

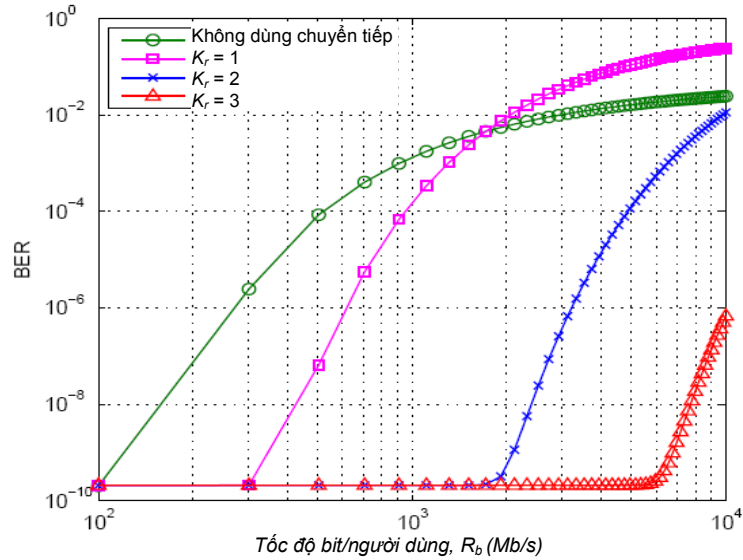
Để kiểm tra thêm các lợi ích của truyền dẫn sử dụng chuyển tiếp về cự ly truyền dẫn, Hình 4.13 khảo sát BER như là một hàm số của L với $E_b = -130$ dBJ. Trong trường hợp này, mức BER sản bị chi phối bởi số lượng người dùng tích cực, liên quan đến cường độ MAI. Rõ ràng là cự ly truyền dẫn của hệ thống FSO/CDMA (tại một giá trị BER cụ thể) tăng theo số lượng trạm chuyển tiếp. Ví dụ, có 4 người dùng và $BER = 10^{-6}$, cự ly truyền dẫn tăng từ 3,5 km đến 5,2 km khi số lượng trạm chuyển tiếp tăng từ 1 đến 2. Cự ly truyền dẫn xa hơn có thể đạt được bằng cách triển khai thêm các trạm chuyển tiếp.



Hình 4.13. BER theo cự ly truyền dẫn với $E_b = -130$ dBJ, $R_b = 5$ Gb/s, và $\{p_s; p_h\} = \{7; 7\}$ [J5].

BER hệ thống được phân tích theo tốc độ bit/người sử dụng trong Hình 4.14 với công suất phát trung bình trên bit cố định tại giá trị $E_b R_b = -5$ dBm, $L = 3$ km, $U = 4$. Tương tự như kết quả ở phần trước, BER sản bị chi phối bởi số lượng người dùng tích cực. Trong trường hợp không có trạm chuyển tiếp, tốc độ bit/người sử dụng có thể hỗ trợ với $BER = 10^{-9}$ là dưới 200 Mb/s. Bằng cách tăng số lượng trạm chuyển tiếp, tốc độ bit/người sử dụng tăng. Như chỉ ra trong hình vẽ, tốc độ bit/người sử dụng là hơn 2 Gb/s (cũng tại $BER = 10^{-9}$) với hai trạm chuyển tiếp.

Trong trường hợp sử dụng 3 trạm chuyển tiếp, BER đạt tới giá trị sàn cho tất cả các tốc độ bit từ 100 Mb/s đến 10 Gb/s.



Hình 4.14. BER theo tốc độ bit/người dùng với công suất bit trung bình -5 dBm, $L = 4$ km, $U = 4$ và $\{p_s, p_n\} = \{7;7\}$ [J5].

4.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4

Nội dung Chương 4 đã trình bày đóng góp của nghiên cứu sinh trong việc đề xuất mô hình và các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-đa điểm sử dụng kỹ thuật CDMA. Hai kỹ thuật cải tiến hiệu năng được đề xuất hệ thống FSO/CDMA điểm-đa điểm là kỹ thuật điều chế vị trí xung đa bước sóng MWPPM và kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên phương thức tách chip-và-chuyển tiếp. Kết quả khảo sát hiệu năng cho thấy, kỹ thuật điều chế MWPPM là một kỹ thuật hiệu quả trong việc giảm ảnh hưởng của dẫn xung, một thách thức gặp phải khi triển khai các hệ thống FSO/CDMA sử dụng PPM. Nhờ sử dụng MWPPM, các hệ thống FSO/CDMA có thể truyền tải số liệu tốc độ cao trong khi vẫn đảm bảo được yêu cầu về hiệu năng. Để cải thiện cự ly truyền dẫn của hệ thống FSO/CDMA, kỹ thuật chuyển tiếp là một giải pháp hết sức hữu ích. Với đề xuất sử dụng phương pháp tách chip-và-chuyển tiếp, kiến trúc các nút chuyển tiếp trở nên đơn giản trong khi vẫn đảm bảo chất lượng truyền dẫn.

KẾT LUẬN

Nội dung luận án đã đạt được mục tiêu đề ra là nghiên cứu đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống truyền thông quang không dây FSO. Các kiến thức nền tảng và các kết quả nghiên cứu đã được trình bày trong luận án với bố cục bốn chương như sau: (1) Tổng quan các vấn đề nghiên cứu; (2) Mô hình kênh truyền thông quang không dây; (3) Các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm và (4) Đề xuất mô hình và giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-đa điểm. Các kết quả đóng góp mới về khoa học của luận án có thể phân thành ba nhóm lớn.

1. Đề xuất xây dựng mô hình kênh kết hợp có bổ sung tham số

Mô hình giải tích của kênh truyền dẫn khí quyển đóng vai trò hết sức quan trọng trong việc nghiên cứu khảo sát và đánh giá hiệu năng hệ thống FSO. Số lượng các tham số ảnh hưởng của kênh truyền mà mô hình kênh có thể phản ánh sẽ quyết định mức độ chính xác của kết quả đánh giá hiệu năng. Trong các mô hình kênh đã được đề xuất trước đây, ba tham số ảnh hưởng thường được phản ánh là tổn hao (đường truyền và hình học), nhiễu loạn khí quyển và lệch hướng, trong khi đó, ảnh hưởng của dẫn xung tín hiệu chưa được xét đến.

Trong luận án này, nghiên cứu sinh sử dụng mô hình xung Gauss cho tín hiệu quang truyền trong khí quyển và phân tích ảnh hưởng của nhiễu loạn lên xung tín hiệu quang. Xung quang dạng Gauss có tính thực tế cao hơn so với xung vuông mà các tác giả khác thường sử dụng trong các nghiên cứu của họ. Ngoài ra, nhờ sử dụng mô hình xung Gauss, chúng ta có thể phân tích ảnh hưởng của dẫn xung lên tín hiệu quang. Mô hình kênh kết hợp có bổ sung tham số ảnh hưởng của dẫn xung có khả năng phản ánh đầy đủ hơn các ảnh hưởng của đường truyền và cho kết quả phân tích hiệu năng chính xác hơn. Mô hình kênh này có thể là một mô hình tham khảo tốt cho các nghiên cứu tiếp theo về hệ thống FSO.

2. Đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm – điểm

Những kết quả nghiên cứu của luận án liên quan đến giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm đã đưa ra được hai đóng góp chính.

Đóng góp thứ nhất là xây dựng mô hình giải tích khảo sát hiệu năng các hệ thống FSO điểm-điểm sử dụng chuyển tiếp điện và chuyển tiếp quang. So với các

mô hình của các tác giả khác, các mô hình giải tích mà nghiên cứu sinh xây dựng phản ánh đầy đủ hơn các ảnh hưởng của các tham số đường truyền và hệ thống như ảnh hưởng của các tham số bước sóng quang và dẫn xung tín hiệu.

Đóng góp thứ hai trong phần này là đề xuất sử dụng kết hợp kỹ thuật chuyển tiếp điện với phân tập thu và điều chế PPM như là một giải pháp đơn giản và hiệu quả giúp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-điểm trong điều kiện nhiễu loạn mạnh và lệch hướng. Việc sử dụng kết hợp các kỹ thuật sẽ đem lại mức độ cải thiện hiệu năng tốt hơn, phát huy được ưu điểm đồng thời khắc phục được các hạn chế của mỗi kỹ thuật khi được sử dụng riêng rẽ.

3. Đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống FSO điểm-đa điểm

Luận án đã đề xuất mô hình và các kỹ thuật cải thiện hiệu năng cho hệ thống FSO điểm-đa điểm sử dụng kỹ thuật CDMA. Hai kỹ thuật cải thiện hiệu năng được đề xuất là (1) kỹ thuật điều chế vị trí xung đa bước sóng MWPPM và (2) kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên phương thức tách chip-và-chuyển tiếp CDF.

Kết quả khảo sát hiệu năng cho thấy, kỹ thuật điều chế MWPPM là một kỹ thuật hiệu quả trong việc giảm ảnh hưởng của dẫn xung, một thách thức gặp phải khi triển khai các hệ thống FSO/CDMA sử dụng PPM và/hoặc truyền dẫn tốc độ số liệu cao. Nhờ sử dụng MWPPM, các hệ thống FSO/CDMA có thể truyền tải số liệu tốc độ cao trong khi vẫn đảm bảo được yêu cầu về hiệu năng.

Để cải thiện cự ly truyền dẫn của hệ thống FSO/CDMA, kỹ thuật chuyển tiếp là một giải pháp hết sức hữu ích. Luận án đã đề xuất mô hình hệ thống FSO/CDMA chuyển tiếp dựa trên kỹ thuật tách chip-và-chuyển tiếp CDF. Nhờ kỹ thuật CDF, kiến trúc các nút chuyển tiếp trở nên đơn giản trong khi vẫn đảm bảo chất lượng truyền dẫn.

Hướng nghiên cứu tiếp theo của luận án sẽ tập trung vào các giải pháp truyền dẫn chuyển tiếp hai hướng nhằm tăng thông lượng của các hệ thống FSO. Đồng thời đề xuất các kiến trúc truyền dẫn lai ghép/hỗn hợp giữa FSO và các công nghệ khác như truyền dẫn sợi quang và truyền dẫn vô tuyến băng sóng mi-li-mét.

Trên đây là một số kết luận về nội dung và những kết quả nghiên cứu của luận án. Nghiên cứu sinh chân thành cảm ơn các Thầy hướng dẫn và các nhà khoa học đã định hướng và góp ý để giúp nghiên cứu sinh hoàn thành luận án.

CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC ĐÃ CÔNG BỐ

BÀI BÁO KHOA HỌC

- [J1] Hien T. T. Pham and N.T. Dang, “*A Comprehensive Model for Performance Analysis of APD-based FSO Systems using M-PPM Signaling in Atmospheric Turbulence*”, *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 2. no. 3-4, pp. 147–152, Jul.-Dec. 2012. (*Tạp chí Điện tử và Truyền thông – Hội Vô tuyến Điện tử Việt Nam*)
- [J2] Pham T. T. Hien, N.T. Dang, and Vu Tuan Lam, “*BER Performance of Bit Detect-and-Forward Multi-hop FSO Systems over Dispersive Turbulence Channel*”, *VAST Journal of Science and Technology*, vol. 51, no. 1A, pp. 40–50, Mar. 2013. (*Tạp chí Khoa học Công nghệ - Viện Hàn lâm Khoa học Công nghệ Việt Nam*)
- [J3] Hien T. T. Pham, N.T. Dang, and Anh T. Pham, “*Effects of Atmospheric Turbulence and Misalignment Fading on Performance of Serial Relaying M-ary PPM FSO Systems with Partially Coherent Gaussian Coherent Beam*”, *IET Communications*, vol. 8, issue 10, pp. 1762–1768, July 2014. (*Tạp chí quốc tế ISI, SCI-indexed*)
- [J4] Pham T. T. Hien, N.T. Dang, and Vu Tuan Lam, “*BER Performance of All-Optical AF Dual-Hop FSO Systems over Gamma-Gamma Atmospheric Turbulence Channels*”, *VAST Journal of Science and Technology*, vol. 52, no. 6C, pp. 1–11, Dec. 2014. (*Tạp chí Khoa học Công nghệ - Viện Hàn lâm Khoa học Công nghệ Việt Nam*)
- [J5] Hien T. T. Pham, Phuc V. Trinh, N.T. Dang, and Anh T. Pham, “*Secured Relay-Assisted Atmospheric Optical CDMA Systems over Turbulence Channels*”, *IET Optoelectronics, Special Issue on Optical Wireless Communications*, vol. 9, issue 5, pp. 241 – 248, Oct. 2015, (*Tạp chí quốc tế ISI, SCI-indexed*)

HỘI NGHỊ KHOA HỌC

- [C1] Hien T. T. Pham, N.T. Dang, Lam T. Vu, and Hieu T. Bui, “A Survey of Performance Improvement Methods for Free-Space Optical Communication Systems,” *In Proc. IEEE 2014 International Conferences on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, Hanoi, Vietnam, Oct. 2014, pp. 772-777.

- [C2] Hien T. T. Pham, Phuc V. Trinh, Ngoc T. Dang, and Anh T. Pham, "A Comprehensive Performance Analysis of PPM-based FSO Systems with APD Receiver in Atmospheric Turbulence," *Proc. of the IEEE 2012 International Conferences on Advanced Technologies for Communications (ATC 2012)*, Hanoi, Vietnam, Oct. 2012, pp. 357-361.
- [C3] N.T. Dang, Hien T. T. Pham, and Anh T. Pham, "Average BER Analysis of Multihop FSO Systems over Strong Turbulence and Misalignment Fading Channels," *In Proc. the 2nd IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC 2013)*, Xi'an, China, Sept. 2013, pp. 153-157.
- [C4] Phuc V. Trinh, Anh T. Pham, Hien T. T. Pham, and N.T. Dang, "BER Analysis of All-optical AF Dual-Hop FSO Systems over Gamma-Gamma Channels," *In Proc. IEEE 4th International Conference on Photonics (ICP 2013)*, Melaka, Malaysia, Oct. 2013, pp. 175-177.
- [C5] N.T. Dang, Long H. Nguyen, and Hien T. T. Pham, "Performance of Multi-hop M-ary PPM FSO Systems with SIMO Links over Strong Atmospheric Turbulence Channel and Pointing Errors," *In Proc. of the IEEE 3th World Congress on Information and Communication Technologies (WICT2013)*, Hanoi, Vietnam, Dec. 2013, pp. 121-126.
- [C6] Duy B. Chu, Hien T. T. Pham, NT. Dang, and Anh T. Pham, "Performance of Relay-Assisted Free-space Optical CDMA Systems Over Log-normal Atmospheric Turbulence Channels," *In Proc. IEEE/IET International Symposium on Communication Systems, Networks, and Digital Signal Processing (CSNDSP 2014)*, Manchester, UK 2014, pp. 330-335.
- [C7] N.T. Dang, Hien T. T. Pham, and Anh T. Pham, "Reducing Atmospheric Turbulence Effects in FSO/CDMA Systems by using Multi-wavelength PPM Signaling," *In Proc IEEE 18th Asia Pacific Conference on Communications (APCC 2012)*, Jeju, Korea, October 2012, pp. 338-343.
- [C8] Hien T. T. Pham, Duy B. Chu, and N.T. Dang, "Performance Analysis of Spatial PPM-based Free-space Optical Communication Systems with Gaussian Beam," *In Proc. IEEE 2014 International Conferences on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, Hanoi, Vietnam, Oct. 2014, pp. 144-148.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tiếng Việt

- [1] Chung P. Đ, Nghiên cứu các công nghệ vô tuyến thế hệ mới và khả năng ứng dụng tại Việt Nam, *Đề tài NCKH Bộ Thông tin – Truyền thông*, Mã số 64-11-KHKT-RD, 2011.
- [2] Tuấn N. V., Dương N. N., Vương P. V. – Nâng cao chất lượng tuyến thông tin quang không dây trong điều kiện khí hậu Việt Nam, *Tạp chí Khoa học và Công nghệ*, Đại học Đà Nẵng, Số 5 (54), trang 78, 2012.
- [3] Tuyển Đ. Q. và Phương N. H. – Phát hiện tín hiệu trong truyền thông hồng ngoại không dây, *Tạp chí Phát triển Khoa học và Công nghệ*, Tập 11, Số 5, trang 33, 2008.

Tiếng Anh

- [4] Abou-Rjeily C. and Haddad S., “Cooperative FSO systems: Performance analysis and optimal power allocation,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 4, pp. 1058–1065, Apr. 2011.
- [5] Abou-Rjeily C. and Slim A., “Cooperative diversity for free-space optical communications: transceiver design and performance analysis,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 3, pp. 658–663, Mar. 2011.
- [6] Abou-Rjeily C., “On the optimality of the selection transmit diversity for MIMO-FSO links with feedback,” *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 6, pp. 641–643, June 2011.
- [7] Acampora A. and Krishnamurthy S., “A broadband wireless access network based on mesh-connected free-space optical links,” *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 10, pp. 62–65, Oct. 1999.
- [8] Adamchik V. S. and Marichev O. I., “The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system,” *Proc. Int. Conf. on Symbolic and Algebraic Computation*, Tokyo, Japan, 1990, pp. 212–224.
- [9] Agrawal G.P., “*Fiber-optic communication systems*” (Wiley, 2002).

- [10] Aharonovich M. and Arnon S., “Performance improvement of optical wireless communication through fog with a decision feedback equalizer,” *Journal of Optical Society of America (JOSA) A*, vol. 22, no. 8, pp. 1646–1654, Aug. 2005.
- [11] Akella J., Yuksel M., Kalyanaraman S., “Error analysis of multi-hop free-space optical communication” *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, 2005, pp. 1777–1781.
- [12] Al-Habash M. A., Andrews L. C., and Phillips R. L., “Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media,” *Optical Engineering*, vol. 40, no. 8, pp. 1554–1562, Aug. 2001.
- [13] Andrews L. C. and Phillips R. L., *Laser Beam Propagation Through Random Media*, SPIE Press, 2nd edition, 2005.
- [14] Andrews L. C., Phillips R. L., and Hopen C. Y., “Aperture averaging of optical scintillations: power fluctuations and the temporal spectrum,” *Waves Random Media*, vol. 10, no. 1, pp. 53–70, 2000.
- [15] Andrews L. C., Phillips R. L., and Hopen C. Y., *Laser Beam Scintillation with Applications*, SPIE Press, Bellingham, Washington, 2001.
- [16] Andrews L.C., Phillips R.L., and Hopen C.Y., *Laser beam scintillation with application on Wireless Communications*. Bellingham: SPIE, 2001.
- [17] Anguita J. A., Neifeld M. A., and Vasic B. V., “Spatial correlation and irradiance statistics in a multiple-beam terrestrial free-space optical communication link,” *Applied Optics*, vol. 46, no. 26, pp. 6561–6571, Sept. 2007.
- [18] Armstrong J., “OFDM for optical communications,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204, Feb. 2009.
- [19] Arnon S., “Effects of atmospheric turbulence and building sway on optical wireless communication systems,” *OSA Optics Letters*, vol. 28, no. 2, pp. 129–131, Jan. 2003.

- [20] Arnon S., “Optimization of urban optical wireless communication systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 626–629, July 2003.
- [21] Assimakopoulos V. D., Nistazakis H. E. and Tombras G. S., “Performance estimation of free space optical links over negative exponential atmospheric turbulence channels,” *Optik*, vol. 122, no. 12, pp. 2191–2194, Dec. 2011.
- [22] A. Lawrence Harte, *Optical Communication Dictionary*, Available online at <http://www.althosbooks.com/opcodi.html>
- [23] Avlonitis N., Yeatman E. M., Jones M., and Hadjifotiou A., “Multilevel amplitude shift keying in dispersion uncompensated optical systems,” *IEE Proceedings on Optoelectronics*, vol. 153, no. 3, pp. 101–108, June 2006.
- [24] Bayaki E. , Michalopoulos D., and Schober R., “EDFA-based alloptical relaying in free-space optical systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 12, pp. 3797–3807, Dec. 2012.
- [25] Bayaki E., Schober R., and Mallik R., “Performance analysis of MIMO free-space optical systems in Gamma-Gamma fading,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 11, pp. 3415–3424, Nov. 2009.
- [26] Betti S., Marchis G. D., and Iannone E., “Polarisation modulated direct detection optical transmission systems,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 12, pp. 1985–1997, Dec. 1992.
- [27] Bhatnagar M., “Performance analysis of decode-and-forward relaying in gamma-gamma fading channels,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 7, pp. 545 –547, Apr. 2012.
- [28] Bloom S., Korevaar E., Schuster J., and Willebrand H., “Understanding the performance of free-space optics,” *OSA Journal of Optical Networking*, vol. 2, no. 6, pp. 178–200, June 2003.
- [29] Brandt-Pearce M., Wilson S., Cao Q., and Baedke M., “Code design for optical MIMO systems over fading channels,” *Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, vol. 1, pp. 871–875, Nov. 2004, Monterey, CA.

- [30] Bushuev D. and Arnon S., “Analysis of the performance of a wireless optical multi-input to multi-output communication system,” *Journal of Optical Society of America (JOSA) A*, vol. 23, no. 7, pp. 1722–1730, July 2006.
- [31] Carruthers J. B. and Kahn J. M., “Multiple-subcarrier modulation for non-directed wireless infrared communication,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 538–546, Mar. 1996.
- [32] Castillo-Vázquez B. , García-Zambrana A., and Castillo-Vázquez C., “Closed-form BER expression for FSO links with transmit laser selection over exponential atmospheric turbulence channels,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 23, pp. 1185–1187, Nov. 2009.
- [33] Chatzidiamantis N. D., Michalopoulos D. S., Kriezis E. E., Karagiannidis G. K., and Schober R., “Relay selection protocols for relay assisted free-space optical systems,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 5, no. 1, pp. 92–103, Jan. 2013.
- [34] Chatzidiamantis N. D., Uysal M., Tsiftsis T. A., and Karagiannidis G. K., “Iterative near maximum-likelihood sequence detection for MIMO optical wireless systems,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 7, pp. 1064–1070, Apr. 2010.
- [35] Chiani M., Dardari D., and Simon M. K., “New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 4, pp. 840–845, July 2003.
- [36] Clifford S.F., “*The classical theory of wave propagation in a turbulent medium*”, in *Laser Beam Propagation in the Atmosphere*, J. W. Strohbehn, Ed.: Springer-Verlag, 1978.
- [37] Cvijetic N., Wilson S. G., and Brandt-Pearce M., “Performance bounds for free-space optical MIMO systems with APD receivers in atmospheric turbulence,” *IEEE on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 3, pp. 3–12, Apr. 2008.
- [38] Datsikas C. K., Peppas K. P., Sagias N. C., and Tombras G. S., “Serial free-space optical relaying communications over Gamma-Gamma atmospheric

- turbulence channels,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 2, no. 8, pp. 576–586, Aug. 2010.
- [39] Divsalar D., Gagliardi R. M., and Yuen J. H., “PPM performance for Reed-Solomon decoding over an optical-RF relay link,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 32, no. 3, pp. 302–305, Mar. 1984.
- [40] Djordjevic I., Vasic B., and Neifeld M., “Power efficient LDPC-coded modulation for free-space optical communication over the atmospheric turbulence channel,” *Proc. Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, pp. 1-3, March 2007.
- [41] Fan Y. and Green R. J., “Comparison of pulse position modulation and pulse width modulation for application in optical communications,” *Optical Engineering*, vol. 46, no. 6, June 2007.
- [42] Farid A. A. and Hranilovic S., “Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 7, pp. 1702–1710, July 2007.
- [43] Faridzadeh M., Gholami A., Ghassemlooy Z., and Rajbhandari S., “Hybrid pulse position modulation and binary phase shift keying subcarrier intensity modulation for free space optics in a weak and saturated turbulence channel,” *OSA Journal of Optical Society of America (JOSA) A*, vol. 29, no. 8, pp. 1680–1685, Aug. 2012.
- [44] Feng M., Wang J.B., Sheng M., Cao L.L., Xie X.X., Chen M., “Outage performance for parallel relay-assisted free-space optical communications in strong turbulence with pointing errors”. *Proc. Int. Conf. Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, 2011, pp. 1–5.
- [45] Forestieri E., *Optical communication theory and techniques*. Springer, 2004.
- [46] Gagliardi R. M. and Karp S., *Optical Communications*, John Wiley & Sons, 2nd edition, 1995.
- [47] Garc’ia-Zambrana A., Castillo-V’azquez B., and Castillo-V’azquez C., “Asymptotic error-rate analysis of FSO links using transmit laser selection

- over gamma-gamma atmospheric turbulence channels with pointing errors,” *OSA Optics Express*, vol. 20, no. 3, pp. 2096–2109, Jan. 2012.
- [48] García-Zambrana A., Boluda-Ruiz R., Castillo-Vázquez C., and Castillo-Vázquez B., “Novel space-time trellis codes for free-space optical communications using transmit laser selection,” *OSA Opt. Express*, vol. 23, pp. 24195-24211, 2015.
- [49] García-Zambrana A., Castillo-Vázquez C., Castillo-Vázquez B., and Boluda-Ruiz R., “Bit detect and forward relaying for FSO links using equal gain combining over gamma-gamma atmospheric turbulence channels with pointing errors,” *OSA Optics Express*, vol. 20, no. 15, pp. 16394–16409, July 2012.
- [50] García-Zambrana A., Castillo-Vázquez C., Castillo-Vázquez B., and Hiniesta-Gómez A., “Selection transmit diversity for FSO links over strong atmospheric turbulence channels,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 14, pp. 1017–1019, July 2009.
- [51] García-Zambrana A., Castillo-Vázquez C., Castillo-Vázquez B., and Boluda-Ruiz R., “Bit detect and forward relaying for FSO links using equal gain combining over gamma-gamma atmospheric turbulence channels with pointing errors,” *OSA Optics Express*, vol. 20, no. 15, pp. 16394–16409, July 2012.
- [52] Ghassemlooy Z. and Popoola W. O., *Terrestrial Free-Space Optical Communications, Mobile and Wireless Communications Network Layer and Circuit Level Design*, Salma Ait Fares and Fumiyuki Adachi (Ed.), ISBN: 978-953-307-042-1, 2010.
- [53] Ghassemlooy Z., Hayes A. R., Seed N. L., and Kaluarachchi E. D., “Digital pulse interval modulation for optical communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 12, pp. 95–99, Dec. 1998.
- [54] Ghassemlooy Z., Popoola W. P., V. Ahmadi, and E. Leitgeb, *Communications Infrastructure, Systems and Applications in Europe*, vol. 16, chapter MIMO Free-Space Optical Communication Employing Subcarrier

Intensity Modulation in Atmospheric Turbulence Channels, pp. 1867–8211, Springer, Part 2, 2009.

- [55] Ghassemlooy Z., Popoola W., Rajbhandari S., *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®*, CRC Press Taylor & Francis Group, 2013.
- [56] Goodman J. W. (1985), *Statistical Optics*. New York: John Wiley.
- [57] Grabner M. and Kvicera V., “The wavelength dependent model of extinction in fog and haze for free space optical communication,” *OSA Optics Express*, vol. 19, no. 4, pp. 3379–3386, Feb. 2011.
- [58] Gradshteyn I.S. and Ryzhik I.M. - *Table of Integrals, Series, and Products*. New York: Academic, 2007.
- [59] Ha Duyen Trung and Anh T. Pham - Performance Analysis of MIMO/FSO Systems using SC-QAM Over Atmospheric Turbulence Channels, *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communication and Computer Sciences*, E97-A, pp. 49-56, 2014.
- [60] Ha Duyen Trung, Do Trong Tuan and Anh T. Pham, "Pointing Error Effects on Performance of Free-Space Optical Communication Systems using SC-QAM Signals over Atmospheric Turbulence Channels," *AEÜ - International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 68, No. 9, pp. 869-876, Sept. 2014.
- [61] Hajjarian Z., Fadlullah J., and Kavehrad M., “MIMO free space optical communications in turbid and turbulent atmosphere,” *Journal of Communications*, vol. 4, no. 8, pp. 524–532, Sept. 2009.
- [62] Hamkins J. and Moision B., “Selection of modulation and codes for deep space optical communications,” *Proceedings of SPIE, Free-Space Laser Communication Technologies XVI*, vol. 5338, pp. 123–130, Jan. 2004, San Jose, CA.
- [63] Hanzo et al.:, “Wireless Myths, Realities, and Futures: From 3G/4G to Optical and Quantum Wireless”, *Proceeding of IEEE*, vol. 100, pp. 1853-1888, May. 2012.

- [64] Hemmati H., *Deep Space Optical Communications*, Wiley- Interscience, 2006.
- [65] Hranilovic S., *Wireless Optical Communication Systems*, Springer- Verlag, 2005.
- [66] Hutt D. L., “Modeling and measurements of atmospheric optical turbulence over land,” *Optical Engineering*, vol. 38, no. 8, pp. 1288– 1295, Aug. 1999.
- [67] Jakeman E. and Pusey P., “Significance of K distributions in scattering experiments,” *Physical Review Letters*, vol. 40, pp. 546–550, Feb. 1978.
- [68] Jazayerifar M. and Salehi J. A., “Atmospheric optical CDMA communication systems via optical orthogonal codes,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, vol. 54, no. 9, pp. 1614–1623, Sep. 2006.
- [69] Jurado-Navas A., Garrido-Balsells J. M., Paris J. F., and Puerta- Notario A., “General analytical expressions for the bit error rate of atmospheric optical communication systems,” *Optics Letters*, vol. 36, no. 20, pp. 4095–4097, Oct. 2011.
- [70] Kahn J. M. and Barry J. R., “Wireless infrared communications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, Feb. 1997.
- [71] Karagiannidis G., Tsiftsis T., and Sandalidis H., “Outage probability of relayed free space optical communication systems,” *Electronics Letters*, vol. 42, no. 17, pp. 994–996, Aug. 2006.
- [72] Karbassian M. M. and Ghafouri-Shiraz H., “Transceiver architecture for incoherent optical CDMA network based on polarization modulation,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 12, pp. 3820–3828, Dec. 2008.
- [73] Karimi M. and Nasiri-Kenari M., “Free space optical communications via optical amplify-and-forward relaying,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 2, pp. 242–248, Feb. 2011.
- [74] Karimi M. and Nasiri-Kenari N., “BER analysis of cooperative systems in free-space optical networks,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 12, pp. 5639–5647, Dec. 2009.

- [75] Karp S., Gagliardi R. M., Moran S. E., and Stotts L. B., *Optical Channels: fibers, clouds, water and the atmosphere*. New York: Plenum Press, 1988.
- [76] Kashani M. A., Safari M., and Uysal M., “Optimal relay placement and diversity analysis of relay-assisted free-space optical communication systems,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 5, no. 1, pp. 37–47, Jan. 2013.
- [77] Kazemlou S., Hranilovic S., and Kumar S., “All-optical multihop free-space optical communication systems,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 18, pp. 2663–2669, Sept. 2011.
- [78] Kedar D. and Arnon S., “Optical wireless communication through fog in the presence of pointing errors,” *Applied Optics*, vol. 42, no. 24, pp. 4946–4954, Aug. 2003.
- [79] Kedar D. and Arnon S., “Urban optical wireless communication networks: the main challenges and possible solutions,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 5, pp. S2-S7, 2004.
- [80] Ketprom U., Jaruwatanadilok S., Kuga Y., Ishimaru A., and Ritcey J. A., “Channel modeling for optical wireless communication through dense fog,” *OSA Journal of Optical Networking*, vol. 4, no. 6, pp. 291–299, June 2005.
- [81] Khalighi M. A., Schwartz N., Aitamer N., and Bourennane S., “Fading reduction by aperture averaging and spatial diversity in optical wireless systems,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, no. 6, pp. 580–593, Nov. 2009.
- [82] Kiasaleh K., “Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 9, pp. 1455–1461, Sept. 2005.
- [83] Kiasaleh K., “Turbo-coded optical PPM Communication Systems,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, pp. 18-26, January 1998.
- [84] Kim I. I., McArthur B., and Korevaar E., “Comparison of laser beam propagation at 785 nm and 1550 nm in fog and haze for optical wireless

- communications,” Proceedings of SPIE, Optical Wireless Communications III, vol. 4214, pp. 26–37, Nov. 2001, Boston, MA.
- [85] Kolmogorov A., “*Turbulence*” in *Classic Papers on Statistical Theory*, S. K. Friedlander and L. Topper, Eds. New York: Wiley-Interscience, 1961.
- [86] Lee E. J. and Chan V. W., “Part 1: optical communication over the clear turbulent atmospheric channel using diversity,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 22, no. 9, pp. 1896–1906, Nov. 2004.
- [87] Lee I. E., Ghassemlooy Z., W. P. Ng, and Khalighi M. A., “Joint optimization of a partially coherent Gaussian beam for free-space optical communication over turbulent channels with pointing errors,” *Optics Letters*, vol. 38, no. 3, pp. 350–352, Feb. 2013.
- [88] Letzepis N., Holland I., and Cowley W., “The Gaussian free space optical MIMO channel with Q-ary pulse position modulation,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 5, pp. 1744–1753, May 2008.
- [89] Li J., Liu J. Q., and Taylor D. P., “Optical communication using subcarrier PSK intensity modulation through atmospheric turbulence channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 8, pp. 1598–1606, Aug. 2007.
- [90] Liu C., Yao Y., Sun Y., and Zhao X., “Average capacity for heterodyne FSO communication systems over Gamma-Gamma turbulence channels with pointing errors,” *Electronics Letters*, vol. 46, no. 12, pp. 851–853, June 2010.
- [91] Liu Q., Qiao C., Mitchell G., and Stanton S., “Optical wireless communication networks for first- and last-mile broadband access [Invited],” *OSA J. Opt. Netw.*, vol. 4, pp. 807-828, 2005.
- [92] Liu X., “Free-space optics optimization models for building sway and atmospheric interference using variable wavelength,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 2, pp. 492–498, Feb. 2009.
- [93] Majumdar A. K. and Ricklin J. C., *Free-Space Laser Communications: Principles and Advances*, Springer-Verlag, New York, Dec. 2010.

- [94] Meenakshi M., Andonovic I., “Effect of physical layer impairments on SUM and AND detection strategies for 2-D optical CDMA”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 1112–1114, 2005.
- [95] Miyazawa T. and Sasase I., “BER Performance analysis of spectral phase-encoded optical atmospheric PPM-CDMA communication systems,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 25, no. 10, pp. 2992–3000, Oct. 2007.
- [96] Moision B. and Hamkins J., “Multipulse PPM on discrete memoryless channels,” *IPN Progress Report*, vol. 42-160, Feb. 2005, Jet Propulsion Laboratory.
- [97] Muhammad S. S., Flecker B., Leitgeb E., and Gebhart M., “Characterization of fog attenuation in terrestrial free space optical links,” *Optical Engineering*, vol. 46, no. 6, pp. 066001–1 – 066001–10, June 2007.
- [98] Muhammad S. S., Javornik T., Jelovcan I., Leitgeb E., and Ghassemlooy Z., “Comparison of hard-decision and soft-decision channel coded M-ary PPM performance over free space optical links,” *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, vol. 20, no. 8, pp. 746– 757, Dec. 2008.
- [99] Navidpour S. M., Uysal M., and Kavehrad M., “BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 8, pp. 2813–2819, Aug. 2007.
- [100] Nistazakis H. E., Karagianni E. A., Tsigopoulos A. D., Fafalios M. E., and Tombras G. S., “Average capacity of optical wireless communication systems over atmospheric turbulence channels,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 8, pp. 974–979, Apr. 2009.
- [101] Nistazakis H. E., Tsigopoulos A. D., Haniyas M. P., Psychogios C. D., Marinos D., Aidinis C., and Tombras G. S., “Estimation of outage capacity for free space optical links over I-K and K turbulent channels,” *Radio Engineering*, vol. 20, no. 2, pp. 493–498, June 2011.
- [102] O’Brien D. C., Quasem S., Zikic S., and Faulkner G. E., “Multiple input multiple output systems for optical wireless: challenges and possibilities,”

Proceedings of SPIE, Free-Space Laser Communications VI, vol. 6304, Aug. 2006, San Diego, CA.

- [103] Ohba K., Hirano T., Miyazawa T., and Sasase I., “A symbol decision scheme to mitigate effects of scintillations and MAIs in optical atmospheric PPM-CDMA systems,” *Proc. IEEE GLOBECOM*, St. Louis, MO, Nov./Dec. 2005, pp. 1999–2003.
- [104] Ohtsuki T., “Multiple-subcarrier modulation in optical wireless communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 3, pp. 74–79, Mar. 2003.
- [105] Ohtsuki T., “Performance analysis of atmospheric optical PPM CDMA systems,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 2, pp. 406–411, Feb. 2003.
- [106] Osche G. R., *Optical Detection Theory for Laser Applications*, New Jersey: Wiley, 2002.
- [107] Peppas K. P. and Datsikas C. K., “Average symbol error probability of general-order rectangular quadrature amplitude modulation of optical wireless communication systems over atmospheric turbulence channels,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 2, no. 2, pp. 102–110, Feb. 2010.
- [108] Peppas K. P., Stassinakis A. N., Nistazakis H. E., and Tombras G. S., “Capacity analysis of dual amplify-and-forward relayed free-space optical communication systems over turbulence channels with pointing errors,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 5, no. 9, pp. 1032–1042, Sept. 2013.
- [109] Peppas K. P., Stassinakis A. N., Topalis G. K., Nistazakis H. E., and Tombras G. S., “Average capacity of optical wireless communication systems over I-K atmospheric turbulence channels,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 4, no. 12, pp. 1026–1032, Dec. 2012.

- [110] Pham A. T., Luu T. A., and Dang N. T., “Performance bound for Turbo-coded 2-D FSO/CDMA systems over atmospheric turbulence channel,” *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E93-A, no. 12, pp. 1745–1337, Dec. 2010.
- [111] Polynkin P., Peleg A., Klein L., Rhoadarmer T., and Moloney J., “Optimized multi-emitter beams for free-space optical communications through turbulent atmosphere,” *Optics Letters*, vol. 32, no. 8, pp. 885–887, Apr. 2007.
- [112] Pratt W. K., *Laser Communication Systems*, 1st ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1969.
- [113] Proakis J. G. and Salehi M., *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 5th edition, 2007.
- [114] Razavi M. and Shapiro J. H., “Wireless optical communications via diversity reception and optical pre-amplification,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 975–983, May 2005.
- [115] Ricklin J. C. and Davidson F. M., “Atmospheric optical communication with a Gaussian Schell beam,” *Journal of Optical Society of America (JOSA) A*, vol. 20, no. 5, pp. 856–866, May 2003.
- [116] Ricklin J. C. and Davidson F. M., “Atmospheric turbulence effects on a partially coherent Gaussian beam: implications for free-space laser communication,” *Journal of Optical Society of America (JOSA) A*, vol. 19, no. 9, pp. 1794–1802, Sept. 2002.
- [117] Rubén Boluda-Ruiz, Antonio García-Zambrana, Beatriz Castillo-Vázquez, and Carmen Castillo-Vázquez, “On the capacity of MISO FSO systems over gamma-gamma and misalignment fading channels,” *Opt. Express*, vol. 23, pp. 22371-22385, 2015.
- [118] Riediger M. L. B., Schober R., and Lampe L., “Fast multiple-symbol detection for free-space optical communications,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 4, pp. 1119–1128, Apr. 2009.
- [119] Robert M. Gagliardi and Sherman Karp, *Optical Communications*, New York, John Wiley, 1995.

- [120] Safari M. and Uysal M., “Relay-assisted free-space optical communication,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 5441–5449, Dec. 2008.
- [121] Safari M., Kashani M. A., Rad M. M. and Uysal M., “All-optical amplify-and-forward relaying system for atmospheric channels,” *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 10, pp. 1684–1687, Oct. 2012.
- [122] Saleh B. E. A. and Teich M. C., *Fundamentals of Photonics*. John Wiley & Sons, 2007.
- [123] Sandalidis H. G., Tsiftsis T. A., and Karagiannidis G. K., “Optical wireless communications with heterodyne detection over turbulence channels with pointing errors,” *IEEE/OSA Journal Of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 20, pp. 4440–4445, Oct. 2009.
- [124] Sandalidis H. G., Tsiftsis T. A., G. K. Karagiannidis, and Uysal M., “BER performance of FSO links over strong atmospheric turbulence channels with pointing errors,” *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 1, pp. 44–46, Jan. 2008.
- [125] Shake, T.H.: ‘Security performance of optical CDMA against eavesdropping’, *IEEE J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 2, pp. 655–670, 2005.
- [126] Shalaby H. M. H., “Performance of uncoded overlapping PPM under communication constraints,” *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 512–516, May 1993, Geneva, Switzerland.
- [127] Sheng M., Jiang P., Hu Q., Su Q., Xie X., “End-to-end average BER analysis for multihop free-space optical communications with pointing errors”, *J. Opt.*, 2013, 15, (055408), pp. 1–7.
- [128] Shieh W. and Djordjevic I., *OFDM for Optical Communications*, Academic Press, 2009.
- [129] Shiu D. and Kahn J. M., “Shaping and nonequiprobable signalling for intensity-modulated signals,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 11, pp. 2661–2668, Nov. 1999.

- [130] Simon M. K. and Vilnrotter V. A., “Performance analysis and tradeoffs for dual-pulse PPM on optical communication channels with direct detection,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 11, pp. 1969–1979, Nov. 2004.
- [131] Sugiyama H. and Nosu K., “MPPM: A method for improving the bandutilization efficiency in optical PPM,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 465–471, Mar. 1989.
- [132] Simon M. K. and Vilnrotter V. A., “Performance analysis and tradeoffs for dual-pulse PPM on optical communication channels with direct detection,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 11, pp. 1969–1979, Nov. 2004.
- [133] Tancevski L., Andonovic I., “Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security”, *IEEE J. Lightw. Technol.*, vol. 14, no. 12, pp. 2636–2647, 1996.
- [134] Tsiftsis T. A., Sandalidis H. G., Karagiannidis G. K., and Sagias N. C., “Multihop free-space optical communications over strong turbulence channels,” *International Conference on Communications (ICC)*, vol. 6, pp. 2755–2759, June 2006, Istanbul, Turkey.
- [135] Tsiftsis T. A., Sandalidis H. G., Karagiannidis G. K., and Uysal M., “Optical wireless links with spatial diversity over strong atmospheric turbulence channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 951–957, Feb. 2009.
- [136] Uysal M., Li J., and Yu M., “Error rate performance analysis of coded Free-Space Optical links over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 6, pp. 1226–1233, Jun. 2006.
- [137] Vasic B., Djordjevic L., and Kostuk R., “Low-density parity check codes and iterative decoding for long-haul optical communication systems,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 438-446, February 2003.

- [138] Vetelino F. S., Young C., Andrews L. C., and Reolons J., “Aperture averaging effects on the probability density of irradiance fluctuations in moderate-to-strong turbulence,” *Applied Optics*, vol. 46, no. 11, pp. 2099–2108, Apr. 2007.
- [139] Wang Z., Zhong W. D., Fu S., and Lin C., “Performance comparison of different modulation formats over free-space optical (FSO) turbulence links with space diversity reception technique,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 1, no. 6, pp. 277–285, Dec. 2009.
- [140] Wei J. L., Ingham J. D., Cunningham D. G., Penty R. V., and White I. H., “Performance and power dissipation comparisons between 28 Gb/s NRZ, PAM, CAP and optical OFDM systems for data communication applications,” *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 20, pp. 3273–3280, Oct. 2012.
- [141] Willebrand H. A. and Ghuman B. S., “Fiber optics without fiber,” *IEEE Spectrum*, vol. 38, no. 8, pp. 40-45, 2001.
- [142] Willebrand H. and Ghuman B.S., *Free Space Optics: Enabling optical connectivity in today’s network*, Indianapolis, IN, SAMS publishing, 2002.
- [143] Wilson S. G, Brandt-Pearce M., Cao Q., and Leveque J. H., “Free-space optical MIMO transmission with Q-ary PPM,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 8, pp. 1402–1412, Aug. 2005.
- [144] Wilson S. G., Brandt-Pearce M., Cao Q. L., and Baedke M., “Optical repetition MIMO transmission with multipulse PPM,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 9, pp. 1901– 1910, Sept. 2005.
- [145] Wolfram: The Wolfram functions site, 2002. [Online] Available at: <http://functions.wolfram.com/>.
- [146] Xu F., Khalighi M. A., and Bourennane S., “Coded PPM and multipulse PPM and iterative detection for Free-Space optical links,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, no. 5, pp. 404–415, Oct. 2009.

- [147] Yang G. C. and Kwong W. C., *Prime code with application to CDMA optical and wireless networks*, Artech House, 2002.
- [148] Young C. Y., Andrews L. C., and Ishimaru A., “Time-of-arrival fluctuations of a spacetime Gaussian pulse in optical turbulence: an analytic solution,” *Appl. Opt.*, vol. 37, no. 33, pp. 7655–7660, Nov. 1998.
- [149] Yuksel H., Milner S., and Davis C. C., “Aperture averaging for optimizing receiver design and system performance on free-space optical communication links,” *Journal of Optical Networking*, vol. 4, no. 8, pp. 462–475, Aug. 2005.
- [150] Zhao X., Yao Y., Sun Y., and Liu C., “Circle polarization shift keying with direct detection for free-space optical communication,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, no. 9, pp. 307–312, Sept. 2009.
- [151] Zedini E. and Alouini M., “Multihop relaying over IM/DD FSO systems with pointing errors,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* vol. 33, pp. 5007-5015, 2015.
- [152] Zhu X. and Kahn J. M., “Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 1293-1300, Aug. 2002.
- [153] Zhu X. and Kahn J., “Performance bounds for coded free-space optical communications through atmospheric turbulence channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 1233–1239, August 2003.

PHỤ LỤC

Phụ lục A : Hàm Meijer G (Meijer's G-function)

$$G_{p,q}^{m,n} \left(x \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) = \frac{1}{2\pi i} \int \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - s) \prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j + s)}{\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 - b_j + s) \prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j - s)} x^s ds \quad (\text{A.1})$$

trong đó $0 \leq m \leq q$, $0 \leq n \leq p$. $\Gamma(\cdot)$ là hàm Gamma.

Phụ lục B: Tính tường minh tổng của các biến ngẫu nhiên phân bố log-chuẩn

Phụ lục này chỉ ra cách tính tường minh tổng của các biến ngẫu nhiên độc lập có phân bố log-chuẩn thành một biến ngẫu nhiên mới cũng có phân bố log-chuẩn. Cụ thể, ta có thể tính tường minh tổng $\sum_{k=1}^U \exp(x_k)$, trong đó pdf của tất cả các biến ngẫu nhiên x_k là phân bố chuẩn có dạng $\Omega(x_k, -\sigma_x^2/2, \sigma_x^2)$ thành một biến ngẫu nhiên có phân bố log-chuẩn $Z = \exp(z)$ với pdf của z là $\Omega(z, \mu_z, \sigma_z^2)$. Ta có được công thức dạng tường minh của trị trung bình và phương sai của biến ngẫu nhiên z như sau [100]:

$$\mu_z = \log(U) - \frac{\sigma_z^2}{2} \quad \text{và} \quad \sigma_z^2 \cong \frac{1}{U} \sigma_x^2 + \frac{1}{U^2} \sum_{k \neq l} v_{kl} \quad (\text{B.1})$$

trong đó $v_{kl} = \text{cov}(x_k, x_l)$ là giá trị tương quan chéo giữa hai biến ngẫu nhiên x_k và x_l , $k \neq l$.

Phụ lục C: Hàm Gauss – Hermite cầu phương

Hàm Gauss-Hermite cầu phương là một dạng hàm Gauss cầu phương sử dụng cho tính tường minh giá trị của tích phân. Nếu ta có tích phân Gauss dạng:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2} f(x) dx, \quad (\text{C.1})$$

Dạng tường minh của (C.1) có thể biểu diễn như sau [35]

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2} f(x) dx \cong \sum_{i=1}^n w_i f(x_i), \quad (\text{C.2})$$

trong đó n là bậc gần đúng yêu cầu, x_i , $i = 1, 2, \dots, n$ là những điểm cực không của đa thức $H_n(x)$ và w_i , $i = 1, 2, \dots, n$ là các hệ số trọng số được xác định theo [35]:

$$w_i = \frac{2^{n-1} n! \sqrt{\pi}}{n^2 [H_{n-1}(x_i)]^2}, \quad (\text{C.3})$$

Phụ lục D: Các biến đổi liên quan đến hàm Meijer G [145]

Công thức (07.34.16.0001.01) theo tài liệu [145]

$$G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} \alpha + a_1, \dots, \alpha + a_n, \alpha + a_{n+1}, \dots, \alpha + a_p \\ \alpha + b_1, \dots, \alpha + b_m, \alpha + b_{m+1}, \dots, \alpha + a_q \end{matrix} \right. \right) = z^\alpha G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{D.1})$$

Công thức (07.34.21.0011.01) theo tài liệu [145]

$$\int_0^\infty \tau^{\alpha-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\tau w \left| \begin{matrix} c_1, \dots, c_t, c_{t+1}, \dots, a_u \\ d_1, \dots, d_s, d_{s+1}, \dots, d_v \end{matrix} \right. \right) G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, a_q \end{matrix} \right. \right) d\tau = \\ w^{-\alpha} G_{v+p, u+q}^{m+t, n+s} \left(\frac{z}{w} \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, 1-\alpha-d_1, \dots, 1-\alpha-d_s, 1-\alpha-d_{s+1}, \dots, 1-\alpha-d_v, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, 1-\alpha-c_1, \dots, 1-\alpha-c_t, 1-\alpha-c_{t+1}, \dots, 1-\alpha-c_u, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{D.2})$$

Công thức (07.34.21.0001.01) theo tài liệu [145]

$$\int G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) dz = G_{p+1, q+1}^{m, n+1} \left(z \left| \begin{matrix} 1, a_1+1, \dots, a_n+1, a_{n+1}+1, \dots, a_p+1 \\ b_1+1, \dots, b_m+1, b_{m+1}+1, \dots, b_q+1 \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{D.3})$$

Công thức (07.34.21.0013.01) theo tài liệu [145]

$$\int_0^\infty \tau^{\alpha-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\sigma \tau \left| \begin{matrix} c_1, \dots, c_t, c_{t+1}, \dots, a_u \\ d_1, \dots, d_s, d_{s+1}, \dots, d_v \end{matrix} \right. \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\omega \tau^{l/k} \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, a_q \end{matrix} \right. \right) d\tau = \\ \frac{k^\mu l^{(v-u)\alpha + \rho - 1}}{(2\pi)^{(l-1)b^* + (k-1)c^*}} \sigma^{-\alpha} \left(\frac{\omega^k k^{k(p=q)}}{\sigma^l l^{l(u-v)}} \left| \begin{matrix} \frac{a_1}{k}, \dots, \frac{a_1+k-1}{k}, \dots, \frac{a_n}{k}, \dots, \frac{a_1+k-1}{k} \\ \frac{b_1}{k}, \dots, \frac{b_1+k-1}{k}, \dots, \frac{b_m}{k}, \dots, \frac{b_m+k-1}{k} \end{matrix} \right. \right), \quad (\text{D.4}) \\ \left. \left. \frac{1-\alpha-d_1}{l}, \dots, \frac{1-\alpha-d_s}{l}, \frac{1-\alpha-d_{s+1}}{l}, \dots, \frac{1-\alpha-d_v}{l}, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}+k-1}{k}, \dots, \frac{a_p}{k}, \dots, \frac{a_p+k-1}{k} \right| \right) \\ \left. \left. \frac{1-\alpha-c_1}{l}, \dots, \frac{1-\alpha-c_t}{l}, \frac{1-\alpha-c_{t+1}}{l}, \dots, \frac{1-\alpha-c_u}{l}, \frac{b_{m+1}}{k}, \dots, \frac{b_{m+1}+k-1}{k}, \dots, \frac{b_q}{k}, \dots, \frac{b_q+k-1}{k} \right| \right)$$