

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



PHẠM ANH THƯ

**GIẢI PHÁP NÂNG CAO HIỆU NĂNG HỆ THỐNG
TRUYỀN SÓNG MILIMET QUA SỢI QUANG CHO
MẠNG TRUY NHẬP VÔ TUYẾN BĂNG RỘNG**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Hà Nội - 2018

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



PHẠM ANH THƯ

**GIẢI PHÁP NÂNG CAO HIỆU NĂNG HỆ THỐNG
TRUYỀN SÓNG MILIMET QUA SỢI QUANG CHO
MẠNG TRUY NHẬP VÔ TUYẾN BĂNG RỘNG**

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 9.52.02.08

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC

1. TS. Vũ Tuấn Lâm
2. PGS.TS. Đặng Thế Ngọc

Hà Nội - 2018

LỜI CAM ĐOAN

Tôi 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 nào khác. Các kết quả được viết chung với các tác giả khác đều được các tác giả đó đồng ý trước khi đưa vào luận án. Tất cả các kế thừa của các tác giả khác đã được trích dẫn.

Nghiên cứu sinh

Phạm Anh Thư

LỜI CẢM ƠN

Sau bốn năm tập trung nghiên cứu, nghiên cứu sinh đã đạt được những kết quả nhất định trong đề tài nghiên cứu của mình. Những kết quả đạt được đó không chỉ là sự cố gắng, nỗ lực của nghiên cứu sinh, mà còn có sự hỗ trợ và giúp đỡ của các thầy hướng dẫn, đồng nghiệp, Khoa Viễn thông 1, nhà trường và gia đình. Nghiên cứu sinh muốn bày tỏ tình cảm của mình đến với họ.

Đầu tiên, em gửi lời biết ơn sâu sắc tới các Thầy hướng dẫn, TS. Vũ Tuấn Lâm và PGS.TS. Đặng Thế Ngọc, đã định hướng nghiên cứu và hướng dẫn nghiên cứu sinh thực hiện các nhiệm vụ nghiên cứu trong suốt quá trình thực hiện luận án này.

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

Cuối cùng, tôi cũng xin gửi lời cảm ơn chân thành tới gia đình đã luôn bên cạnh ủng hộ và động viên tôi trong suốt quá trình thực hiện nội dung luận án.

Hà Nội, tháng 11 năm 2018.

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC	iii
BẢNG THUẬT NGỮ VIẾT TẮT	vii
BẢNG DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU	xiii
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ	xvii
DANH MỤC CÁC BẢNG	xx
PHẦN MỞ ĐẦU	1
1. TÍNH CẤP THIẾT CỦA LUẬN ÁN	1
2. MỤC TIÊU, NHIỆM VỤ VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU	3
3. PHẠM VI NGHIÊN CỨU	3
4. CÁC ĐÓNG GÓP CỦA LUẬN ÁN	4
5. BỐ CỤC CỦA LUẬN ÁN	4
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU	7
1.1 HỆ THỐNG TRUYỀN TÍN HIỆU VÔ TUYẾN Ở BĂNG TẦN MILIMET QUA SỢI QUANG	7
1.1.1 Giới thiệu chung	7
1.1.2 Cấu trúc hệ thống MMW-RoF	11
1.1.2.1 Phân hệ trung tâm CO	12
1.1.2.2 Phân hệ mạng truyền tải quang ODN	13
1.1.2.3 Phân hệ BS	14
1.1.3 Các ứng dụng của hệ thống MMW-RoF	15
1.2 CÁC THAM SỐ HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG	17
1.3 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF	18

1.4 CÁC THÁCH THỨC TRONG VIỆC NÂNG CAO HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF.....	21
1.5 CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN.....	22
1.5.1 Các công trình nghiên cứu trong nước.....	22
1.5.2 Các công trình nghiên cứu ngoài nước.....	23
1.5.2.1 Các nghiên cứu về kiến trúc và công nghệ được sử dụng trong hệ thống MMW-RoF.....	23
1.5.2.2 Các nghiên cứu về đánh giá hiệu năng của hệ thống.....	31
1.5.2.3 Các nghiên cứu về giải pháp cải thiện hiệu năng của hệ thống.....	33
1.6 ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU.....	35
1.6.1 Nhận xét về công trình nghiên cứu của các tác giả khác.....	35
1.6.2 Hướng nghiên cứu của luận án.....	38
1.7 KẾT LUẬN CHƯƠNG 1.....	39
CHƯƠNG 2: KHẢO SÁT HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF.....	40
2.1 ĐẶT VẤN ĐỀ.....	40
2.2 CÁC THAM SỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF.....	41
2.2.1 Các tham số bộ thu phát.....	41
2.2.1.1 Các nguồn nhiễu.....	41
2.2.1.2 Méo phi tuyến.....	42
2.2.1.3 Các tham số khác.....	43
2.2.2 Các tham số của kênh quang.....	43
2.2.2.1 Suy hao sợi quang.....	44
2.2.2.2 Tán sắc sợi quang.....	44
2.2.3 Các tham số kênh vô tuyến.....	48
2.2.3.1 Fading phạm vi rộng và suy hao trong kênh vô tuyến.....	48
2.2.3.2 Fading phạm vi hẹp.....	50
2.3 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF.....	51

2.3.1 Mô hình hệ thống lai ghép MMW-RoF	51
2.3.2 Tỷ lệ lỗi bit BER	53
2.3.3 Tỷ số công suất tín hiệu trên nhiễu SNR.....	53
2.3.4 Tỷ số công suất tín hiệu trên nhiễu gây ra bởi méo phi tuyến SDR	57
2.3.5 Ảnh hưởng của kênh vô tuyến.....	58
2.3.5.1 Mô hình kênh MMW LOS	58
2.3.5.2 Mô hình kênh MMW NLOS.....	59
2.3.6 Kết quả khảo sát hiệu năng của hệ thống MMW-RoF.....	61
2.3.6.1 Kịch bản ứng dụng cho kết nối tới người dùng	62
2.3.6.2 Kịch bản ứng dụng cho kết nối backhaul.....	65
2.3 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2.....	68
CHƯƠNG 3: CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG MMW-RoF ĐƠN HƯỚNG	70
3.1 ĐẶT VẤN ĐỀ	70
3.2 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF SỬ DỤNG GHÉP KÊNH PHÂN CỰC KẾT HỢP MIMO	72
3.2.1 Kiến trúc đường xuống của hệ thống MIMO MMW-RoF.....	72
3.2.2 Tỷ số công suất tín hiệu trên nhiễu và nhiễu gây ra bởi méo, SNDR.....	73
3.2.3 Dung lượng kênh.....	77
3.2.4 Kết quả khảo sát dung lượng kênh hệ thống MIMO MMW-RoF.....	79
3.3 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF SỬ DỤNG MCF KẾT HỢP MIMO	82
3.3.1 Giới thiệu chung	82
3.3.2 Mô hình hệ thống MMW/RoMCF	84
3.3.3 Phân tích hiệu năng của hệ thống.....	86
3.3.3.1 Liên kết sợi quang đa lõi.....	87
3.3.3.2 Liên kết vô tuyến	90
3.3.3.3 Dung lượng Ergodic	91
3.3.4 Kết quả khảo sát hiệu năng của hệ thống	92

3.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 3.....	97
CHƯƠNG 4: ĐỀ XUẤT MÔ HÌNH HỆ THỐNG MMW-RoF CHUYỂN TIẾP SONG HƯỚNG CHO MẠNG TRUY NHẬP VÔ TUYẾN.....	99
4.1 GIỚI THIỆU CHUNG.....	99
4.2 ĐỀ XUẤT MÔ HÌNH HỆ THỐNG MMW-RoF CHUYỂN TIẾP SONG HƯỚNG CHO MẠNG TRUY NHẬP VÔ TUYẾN.....	102
4.3 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF CHUYỂN TIẾP SONG HƯỚNG SỬ DỤNG ANC.....	104
4.3.1 Hệ số kênh.....	104
4.3.2 SNR đường xuống.....	105
4.3.2 SNR đường lên.....	106
4.3.3 Thông lượng hệ thống.....	107
4.3.3.1 Thông lượng của hệ thống đề xuất sử dụng chuyển tiếp dựa trên ANC.....	107
4.3.3.2 Thông lượng của hệ thống sử dụng chuyển tiếp truyền thống và chuyển tiếp dựa trên DNC.....	109
4.3.4 Kết quả khảo sát hiệu năng của hệ thống MMW-RoF sử dụng ANC...110	
4.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4.....	116
KẾT LUẬN.....	117
CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC ĐÃ CÔNG BỐ.....	120
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	122

BẢNG THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
A		
AF	Amplify-and-Forward	Khuếch đại và chuyển tiếp
ANC	Analog Network Coding	Mã hóa mạng tương tự
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		
BBU	Base band Unit	Khối băng tần cơ sở
BER	Bit Error Rate	Tỉ lệ lỗi bit
BPF	Band Pass Filter	Bộ lọc băng dải
BS	Base Station	Trạm thu phát gốc
BSC	Base Station Center	Trung tâm quản lý trạm gốc
BTS	Base Transceiver Station	Trạm thu phát gốc
BWAN	Broadband Wireless Access Network	Mạng truy nhập vô tuyến băng rộng
C		
CN	Core Network	Mạng lõi
CO/CS	Center Office/ Center Station	Phân hệ xử lý trung tâm
C-RAN	Cloud Radio Access Network	Mạng truy nhập vô tuyến đám mây
CP	Cyclic Prefix	Tiền tố chu kỳ
CSB	Central Base Station	Trạm gốc trung tâm
CW	Continuous Wave	Sóng liên tục
D		
DC	Direct current	Dòng một chiều

DCF	Double Clad Fiber	Sợi quang hai lớp vỏ
DD	Direct Detection	Tách sóng trực tiếp
DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
DNC	Digital Network Coding	Mã hóa mạng số
DRA	Distributed Raman Amplifier	Bộ khuếch đại Raman
DSL	Digital Subscriber Line	Đường dây thuê bao số
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing	Ghép phân chia theo bước sóng mật độ cao
E		
EAM	Electro-absorption modulator	Bộ điều chế hấp thụ điện
EAT	Electroabsorption transceiver	Bộ thu phát hấp thụ điện
EB	ExaBytes	10^{18} byte
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	Khuếch đại quang pha tạp Erbium
EM	External Modulator	Bộ điều chế ngoài
EOM	Electro-optic modulator	Bộ điều chế điện quang
EVM	Error Vector Magnitude	Độ lớn vector lỗi
F		
FPL	Fabry-Perot Laser	Laser Fabry-Perot
FWM	Four-Wave Mixing	Trộn bốn sóng
G		
GE	Gigabit Ethernet	Ethernet tốc độ Gigabit
I		
IF	Intermediate frequency	Tần số trung tần
IM-DD	Intensity Modulation –Direct Detection	Điều chế cường độ - tách sóng trực tiếp
ISI	Inter Symbol Interference	Nhiều liên ký hiệu
ITS	Intelligent transportation system	Hệ thống truyền tải thông minh

L		
LAN	Local Area Network	Mạng nội bộ
LD	Laser Diode	Đi-ốt Laser
LNA	Low Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LOS	Line Of Sight	Tầm nhìn thẳng
M		
MCF	Multi Core Fiber	Sợi quang đa lõi
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	Nhiều đầu vào nhiều đầu ra
ML	Master laser	Laser sơ cấp
MLL	Mode-Locked Laser	Laser khóa mode
MMF	Multi-Mode Fiber	Sợi đa mode
MMW	Millimeter wave	Sóng milimet
MMW-RoF	Millimeter wave Radio over Fiber	Truyền sóng milimet qua sợi quang
MPA	Medium Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất trung bình
MW	Microwave	Sóng vi ba
MZM	Mach-Zehnder Modulator	Bộ điều chế Mach-Zehnder
N		
NLOS	Non- Line Of Sight	Đường truyền không trực tiếp
O		
OC	Optical Coupler	Bộ ghép sóng quang
OCS	Optical Carrier-Suppressed	Triệt sóng mang quang
ODN	Optical Distribution Network	Mạng phân phối quang
ODSB	Optical Double Sideband	Điều chế hai băng quang
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao

OFM	Optical Frequency Multiple	Nhân tần số quang
OIL	Optical Injection Locking	Khóa bơm quang
OLO	Optical local Oscillator	Bộ dao động nội quang
OPC	Optical phase conjugation	Liên hợp pha quang
OSNR	Optical signal to noise ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu quang
OSSB	Optical Single Sideband	Điều chế đơn băng quang
P		
PA	Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất
PBC	Polarization Coupler	Bộ kết hợp sóng phân cực
PBS	Polarization Split	Bộ tách sóng phân cực
PD	Photodiode	Diode tách quang
PDM	Polarization Division Multiplexing	Ghép phân cực
PM	Phase Modulator	Bộ điều pha
POF	Polymer optical fibre	Sợi quang polyme
PON	Passive Optical Network	Mạng quang thụ động
Q		
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
R		
RAN	Radio Access Network	Mạng truy nhập vô tuyến
RAU	Radio Access Unit	Đơn vị truy nhập vô tuyến
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
RHD	Remote Heterodyne Detection	Tách sóng tạo phách từ xa
RIN	Relative Intensity Noise	Nhiều cường độ tương đối
RNC	Radio Network Center	Trung tâm mạng vô tuyến
RoF	Radio over Fiber	Truyền sóng vô tuyến qua sợi quang

RoMCF	Radio over Multi Core Fiber	Truyền sóng vô tuyến qua sợi quang đa lõi
RRH	Remote Radio Head	Đầu cuối vô tuyến từ xa
RSOA	Reflective Semiconductor Optical Amplifier	Bộ khuếch đại quang RSOA
RVC	Road Vehicle Communication	Mạng xe cộ
S		
SCM	Sub Carrier Multiplexing	Ghép sóng mang con
SDM	Spatial Division Multiplexing	Ghép phân chia theo không gian
SDR	Signal to Distortion Ratio	Tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu gây ra bởi méo
SER	Symbol Error Rate	Tỉ lệ lỗi ký hiệu
SFDR	Spur free dynamic range	Dải động không nhiễu giả
SIMO	Single-Input Multiple-Output	Một đầu vào nhiều đầu ra
SISO	Single-Input Single-Output	Một đầu vào một đầu ra
SL	Slaver Laser	Laser thứ cấp
SMF	Single Mode Fiber	Sợi quang đơn mode
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Bộ khuếch đại quang bán dẫn
SPM	Self-Phase Modulation	Tự điều chế pha
T		
TWDM	Time- and wavelength-division multiplexed	Ghép phân chia theo thời gian và bước sóng
U		
UE	User Equipment	Thiết bị đầu cuối người sử dụng
X		
XPM	Cross Phase Modulation	Điều chế pha chéo

W		
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Ghép phân chia theo bước sóng
WLAN	Wireless Local Area Network	Mạng cục bộ không dây

BẢNG DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU

Ký hiệu	Ý nghĩa
B	Bảng thông của tín hiệu dữ liệu
B_0	Bảng thông quang
B_n	Bảng tần nhiễu hiệu dụng của bộ thu
c	Vận tốc ánh sáng trong chân không
C	Dung lượng kênh
C_{ij}	Công suất xuyên lõi
D	Hệ số tán sắc
d	Khoảng cách liên kết vô tuyến
d_c	Độ dài tương quan
$E\{.\}$	Kỳ vọng
E_{tol}	Tổng năng lượng phát
F_a	Hệ số nhiễu trội của APD
f_{mm}	Tần số sóng milimet
f_c	Tần số sóng mang quang
F_n	Hệ số nhiễu của bộ khuếch đại PA
G_E	Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại quang EDFA
G_L	Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại LNA
G_M	Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại MPA
G_P	Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại PA
G_{Rx}	Hệ số khuếch đại của anten thu
G_{Tx}	Hệ số khuếch đại của anten phát
\mathbf{H}	Ma trận kênh MIMO
h_{CD}	Sự suy giảm công suất tín hiệu gây ra do tán sắc sợi quang
h_{ij}	Hệ số ghép công suất từ lõi j sang lõi i
$\overline{h_{ij}}$	Hệ số ghép công suất trung bình từ lõi j sang lõi i
I_{av}	Dòng quang điện trung bình

I_d	Dòng tối
I_0	Hàm Bessel sửa đổi bậc 0 loại 1
K	Hệ số Rice
k_a	Tỉ lệ ion hóa
κ_{ij}	Hệ số ghép mode từ lõi j sang lõi i
K_{ij}	Hệ số ghép mode trung bình
K_{RIN}	Hệ số nhiễu RIN
K_B	Hằng số Boltzmann
L	Độ dài sợi quang
L_l	Suy hao thực thi của anten
m	Chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM
M_A	Hệ số nhân của APD
M	Số bậc điều chế
N	Số sóng mang con của tín hiệu OFDM
N_b	Số bit của một gói dữ liệu
n	Chỉ số khúc xạ của vật liệu
$N_{IFFT/FFT}$	Kích thước bộ IFFT/FFT
NF_{RRH}	Hệ số nhiễu của bộ thu RF tại RRH
NF_{Rx}	Hệ số nhiễu tại bộ thu
N_0	Mật độ phổ công suất nhiễu
N_r	Số anten thu
N_t	Số anten phát
P_{ASE}	Công suất nhiễu ASE
P_{at}	Suy hao do hấp thụ của khí quyển
P_{fs}	Suy hao không gian tự do
P_{ij}	Công suất trong lõi i ghép từ lõi j
P_j	Công suất trong lõi j
P_L	Suy hao tổng của kênh vô tuyến
P_r	Công suất tín hiệu thu quang

P_{rain}	Suy hao do mưa
P_{RIN}	Công suất nhiễu cường độ tương đối
P_{Rx}	Công suất thu tại anten thu
P_s	Công suất phát của laser
P_{th}	Công suất nhiễu nhiệt
P_{Tx}	Công suất phát tại anten phát
P_{shot}	Công suất nhiễu nỏ
$P_\gamma(\gamma)$	Hàm phân bố mật độ xác suất
q	Điện tích điện tử
$Q(.)$	Hàm Q
r	Hạng của ma trận H
R_b	Tốc độ bit
R_{bd}	Bán kính uốn cong
$R_s(\tau)$	Hàm tự tương quan của tín hiệu
R_L	Giá trị điện trở tải
RIN_{Lasers}	Nhiều cường độ tương đối từ các Laser
RIN_{phase}	Nhiều biến đổi từ pha sang cường độ
R_r	Ma trận tương quan của các anten thu
R_s	Tốc độ kí hiệu
R_t	Ma trận tương quan của các anten phát
T	Nhiệt độ Kenvin
T_{CP}	Độ dài CP
T_b	Độ rộng một bit
T_p	Khoảng thời gian của một gói
T_s	Chu kỳ ký hiệu
W	Số lõi trong sợi đa lõi MCF
X_n	Kí hiệu dữ liệu trong sóng mang con thứ n
XT_{ij}	Xuyên nhiễu giữa lõi i và j
α	Hệ số suy hao của sợi quang

β	Hệ số khuếch đại tín hiệu chuyển tiếp tại RAU
β_i	Hằng số truyền trong lõi i
β_j	Hằng số truyền trong lõi j
γ	Tỉ số SNR hoặc SNDR tức thời trên bit
$\bar{\gamma}$	Tỉ số SNR hoặc SNDR trung bình trên bit
γ_{ox}	Hệ số suy hao gây ra bởi phân tử oxy
γ_{rain}	Hệ số suy hao gây ra bởi mưa
γ_{wv}	Hệ số suy hao gây ra bởi phân tử hơi nước
λ	Bước sóng
σ_d^2	Công suất tín hiệu dữ liệu
σ_{CD}^2	Phương sai nhiễu gây ra do tán sắc
σ_N^2	Phương sai nhiễu tổng
σ_{RIN}^2	Phương sai nhiễu cường độ tương đối từ LD
σ_{shot}^2	Phương sai nhiễu nơ
σ_{th}^2	Phương sai nhiễu nhiệt
σ_{XT}^2	Xuyên nhiễu
$\delta(f)$	Hàm Dirac Delta
ω	Tần số góc
\mathfrak{R}	Đáp ứng của bộ tách quang
Φ	Pha ban đầu
Λ_{ij}	Khoảng cách giữa hai lõi (core pitch)
ΔL_{path}	Sai khác tuyến đường
$\Delta\beta_{ij}$	Sai khác hằng số truyền
$\Delta\tau_{path}$	Trễ truyền dẫn sai khác của tuyến đường
$\Delta\tau$	Trễ truyền dẫn sai khác tổng
$\Delta\tau_{disp}$	Trễ truyền dẫn sai khác do tán sắc
ΔU_m	Độ rộng phổ toàn phần tại nửa cực đại của laser

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Minh họa mạng truy nhập vô tuyến băng rộng truyền thống [85]	8
Hình 1.2. Minh họa mạng truy nhập vô tuyến băng rộng C-RAN [85]	8
Hình 1.3. Các loại các công nghệ cho mạng truy nhập vô tuyến băng rộng [85]	9
Hình 1.4. Các phương pháp truyền tín hiệu qua sợi quang [18]	11
Hình 1.5. Sơ đồ khối của hệ thống MMW-RoF	12
Hình 1.6. Các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống MMW-RoF	19
Hình 1.7. Các thách thức trong việc nâng cao hiệu năng hệ thống MMW-RoF	22
Hình 1.8. Các cấu hình ODN [51]: (a) Hình sao, (b) Hình vòng, (c) Hình sao đa mức, (d) Hình vòng đa mức, (e) Hình sao vòng, (f) Hình vòng sao	30
Hình 2.1. Hệ thống IM-DD [151]	45
Hình 2.2: Nguyên lý của hệ thống MMW-RoF sử dụng tách sóng tạo phách từ xa [151]	47
Hình 2.3. Mô hình hệ thống lai ghép MMW-RoF	52
Hình 2.4. BER phụ thuộc vào công suất phát với các chỉ số điều chế khác nhau	63
Hình 2.5. BER phụ thuộc vào chỉ số điều chế với các mức công suất phát khác nhau	64
Hình 2.6. BER phụ thuộc vào hệ số nhân của APD với các giá trị chiều dài sợi quang khác nhau	65
Hình 2.7. BER phụ thuộc vào chỉ số điều chế với $L = 10$ km, $d = 100$ m, $G_p = 10$ dB	66
Hình 2.8. BER phụ thuộc vào khoảng cách vô tuyến với $L = 10$ km, $P_s = 5$ dBm, $m = 0,45$ và $G_p = 25$ dB	67
Hình 2.9. BER phụ thuộc vào khoảng cách từ CS tới RAU với $P_s = 5$ dBm, $m = 0,45$, $G_p = 25$ dB và tổng khoảng cách sợi quang và liên kết MMW cố định	68
Hình 3.1. Hệ thống MMW-RoF sử dụng MIMO [27]	71
Hình 3.2. Kiến trúc đường xuống của hệ thống MMW-RoF sử dụng MIMO và PDM	73

Hình 3.3. Dung lượng kênh phụ thuộc vào công suất phát.....	80
Hình 3.4. Dung lượng kênh phụ thuộc vào chỉ số điều chế.....	81
Hình 3.5. Dung lượng kênh trong trường hợp các anten có tương quan	81
Hình 3.6 Mô hình hệ thống quang-vô tuyến truyền thống kết hợp MIMO (a) và MMW-RoF kết hợp MIMO (b).....	84
Hình 3.7. Kiến trúc hệ thống OFDM MMW-RoF sử dụng MIMO và MCF.....	84
Hình 3.8. Phổ của tín hiệu OFDM với điều chế 16-QAM và 2048 sóng mang con.	85
Hình 3.9. Xuyên nhiễu trong sợi MCF 4 lõi	89
Hình 3.10. Dung lượng kênh phụ thuộc vào công suất quang phát với MCF 4 lõi, $\Lambda = 45 \mu\text{m}$, $\kappa = 0,02$, $R_{bd} = 0,1 \text{ m}$ và hệ số Rice $K = 3$	94
Hình 3.11. Hệ thống MMW-RoF backhaul sử dụng MIMO và MCF với $M_A = 20$, $\kappa = 0,02$, $R_{bd} = 0,1 \text{ m}$ và hệ số Rice $K = 3$: (a) Dung lượng kênh phụ thuộc vào công suất phát và (b) Biểu đồ chòm sao 16-QAM với $P_{oc} = 15 \text{ dBm}$	95
Hình 3.12. Dung lượng kênh phụ thuộc vào hệ số ghép mode và công suất phát với kênh 4x4 MIMO, $M_A = 20$, $\Lambda = 45 \mu\text{m}$, $R_{bd} = 0,3 \text{ m}$ và hệ số Rice $K = 3$	96
Hình 3.13. Dung lượng kênh phụ thuộc vào hệ số ghép mode và bán kính uốn cong với kênh 4x4 MIMO, $M_A = 20$, $\Lambda = 45$, $P_{oc} = 15 \text{ dBm}$ và hệ số Rice $K = 3$	96
Hình 3.14. Dung lượng kênh phụ thuộc vào khoảng cách vô tuyến và công suất phát với kênh MIMO 8x8, $\kappa = 0,02$, $\Lambda = 30 \mu\text{m}$ và $R_{bd} = 0,3 \text{ m}$	97
Hình 4.1. Kỹ thuật chuyển tiếp bán song công hai hướng truyền thống không sử dụng ANC	102
Hình 4.2. Kiến trúc fronthaul đề xuất với kỹ thuật chuyển tiếp bán song công hai hướng với ANC tại RAU	102
Hình 4.3. Hệ thống fronthaul quang – vô tuyến hai hướng bán song công sử dụng MMW-RoF và ANC	103
Hình 4.4. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào công suất phát tại CS và RAU với $L=20 \text{ km}$, $d = 100 \text{ m}$, $P_{RRH} = 25 \text{ dBm}$, $G_{TX} = G_{RX} = 30 \text{ dB}$ và $N_b = 1000 \text{ bit}$	112

Hình 4.5. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào công suất phát tại CS và RRH cho hệ thống chuyển tiếp dựa vào ANC với $d = 100$ m, $L = 20$ km và $N_b = 1000$ bit....	113
Hình 4.6. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào công suất phát quang cho hệ thống chuyển tiếp dựa trên ANC với $d = 100$ m, $L = 20$ km và $N_b = 1000$ bit	113
Hình 4.7. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào khoảng cách vô tuyến với $P_{RRH} = 10$ dBm, $L = 20$ km, $P_{CS,RAU} = 10$ dBm, $N_b = 1000$ bit.....	114
Hình 4.8. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào kích thước gói với $P_{RRH} = 10$ dBm, $L = 20$ km, $d = 100$ m, $G_{TX} = G_{RX} = 30$ dB.....	115

DANH MỤC CÁC BẢNG

Bảng 1.1. Các nghiên cứu thực nghiệm	36
Bảng 1.2. Các nghiên cứu phân tích lý thuyết	37
Bảng 2.1. Hệ số suy hao do mưa.....	50
Bảng 2.2. Tham số hệ thống và hằng số.	61
Bảng 3.1. Các tham số và hằng số hệ thống.	79
Bảng 3.2. Các tham số và hằng số hệ thống	92
Bảng 4.1. Các hằng số và giá trị tham số hệ thống.....	111

PHẦN MỞ ĐẦU

1. TÍNH CẤP THIẾT CỦA LUẬN ÁN

Trong những năm gần đây, nhu cầu truyền thông trên toàn cầu đang tăng lên một cách nhanh chóng. Theo dự báo của Cisco VNI, lưu lượng IP trên toàn cầu được kỳ vọng tăng từ khoảng 72,5 EB (ExaBytes)/tháng trong năm 2015 lên tới khoảng 194,4 EB/tháng vào năm 2020 [32], trong đó đến năm 2020, lưu lượng từ thiết bị cố dây sẽ chiếm khoảng 22% lưu lượng Internet, còn lại lưu lượng từ thiết bị di động và Wi-Fi sẽ chiếm khoảng 78% [32]. Với sự gia tăng theo hàm số mũ về lưu lượng từ các thiết bị di động và Wi-Fi này, các mạng tế bào truyền thống đang phải đối mặt với các thách thức lớn [115,156]. Các thách thức này xuất phát từ việc thiếu băng tần trong dải sóng micro (vi ba, từ 0,3 GHz đến 30 GHz) do sự ràng buộc về pháp luật cũng như sự chông lán tần số. Để khắc phục hạn chế này, dải sóng milimet (từ 30GHz tới 300GHz) đang được xem xét nghiên cứu để triển khai cho các mạng truy nhập vô tuyến băng rộng, bao gồm cả các kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến, tương lai [16,115,156]. Bên cạnh việc mang lại tốc độ cao và độ khả dụng về băng tần chưa được khai thác lớn, phổ tần sóng milimet còn mang lại nhiều tiềm năng khác như cho phép triển khai mật độ dày đặc các kết nối từ khoảng cách ngắn đến khoảng cách trung bình, tích hợp các phần tử phát xạ hiệu suất cao tại tần số milimet, và tạo ra các hệ thống tích hợp nhỏ gọn, thích nghi và di động [108,147].

Với giải pháp sử dụng phổ tần sóng milimet (millimeter wave - MMW), một số lượng lớn các trạm thu phát gốc (Base Station - BS) cần được triển khai [56,147]. Do đó, các BS phải có kiến trúc càng đơn giản càng tốt nhằm giảm được chi phí triển khai hệ thống. Để đạt được điều này, các chức năng phức tạp như điều chế/giải điều chế và nâng tần/hạ tần v.v..., cần phải được thực hiện ở phân hệ xử lý trung tâm (Center Subsystem - CS hay Center Office - CO). Với các cự ly truyền dẫn xa hoặc không có tầm nhìn thẳng thì kết nối sợi quang giữa CS và các BS sử dụng hệ thống truyền sóng vô tuyến qua sợi quang (Radio over Fiber - RoF) là một giải pháp

hết sức hiệu quả. Với giải pháp này, các BS chỉ thực hiện chức năng chuyển đổi quang/điện nhằm tách ra tín hiệu tần số vô tuyến (ở băng sóng milimet) sau đó khuếch đại và phát tới các thiết bị di động của người sử dụng hoặc khác khối vô tuyến đầu xa (Remote Radio Head - RRH) trong mô hình mạng truy nhập vô tuyến đám mây (Cloud - Radio Access Network - C-RAN).

Công nghệ truyền sóng vô tuyến qua sợi quang đã được tiến hành nghiên cứu và triển khai tại dải tần viba (microwave) khoảng 15 năm trước đây [34,41,157]. Trong những năm gần đây, với sự xuất hiện của công nghệ truyền dẫn vô tuyến ở băng sóng milimet như là một ứng viên tiềm năng cho mạng truy nhập vô tuyến di động thế hệ thứ 5 (5G) [29,74,118,144], các nghiên cứu về công nghệ RoF cho truyền sóng milimet cũng đang được nghiên cứu hết sức tích cực [1,13,95,116,165]. Các nghiên cứu này thường tập trung vào mô hình kiến trúc, phân tích và đánh giá hiệu năng của tuyến truyền dẫn sợi quang sử dụng công nghệ RoF. Tuy nhiên, một số các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng tuyến RoF như tán sắc và méo phi tuyến cũng chưa được tính đến đồng thời.

Ngoài ra, trên thực tế, việc triển khai các tuyến truyền dẫn sợi quang RoF tới từng trạm thu phát gốc là không linh hoạt, đòi hỏi chi phí cao và không phải lúc nào cũng có thể triển khai được, ví dụ ở những khu đô thị với mật độ xây dựng cao, những nơi địa hình hiểm trở như qua sông hay qua núi. Chính vì thế, để tiết kiệm chi phí, tăng tính linh hoạt và khả năng mở rộng khi ứng dụng công nghệ RoF trong việc truyền tải tín hiệu MMW tới các trạm thu phát gốc, một giải pháp tiếp cận mới đang được quan tâm nghiên cứu là triển khai các hệ thống truyền dẫn lai ghép MMW-RoF sử dụng cả đường truyền dẫn quang RoF và đường truyền dẫn vô tuyến MMW [21,67]. Để đánh giá tính khả thi của giải pháp này đòi hỏi cần có một mô hình giải tích đánh giá một cách toàn diện ảnh hưởng của các tham số trong *cả phân đoạn truyền dẫn sợi quang RoF và phân đoạn truyền dẫn vô tuyến MMW* lên hiệu năng của hệ thống MMW-RoF. Bên cạnh đó, việc đề xuất các giải pháp nâng cao hiệu năng hệ thống MMW-RoF cũng hết sức cần thiết. Xuất phát từ các phân tích trên, nghiên cứu sinh đã quyết định chọn đề tài: “**Giải pháp nâng cao hiệu năng**

của hệ thống truyền sóng milimet qua sợi quang cho mạng truy nhập vô tuyến băng rộng” cho luận án nghiên cứu của mình.

2. MỤC TIÊU, NHIỆM VỤ VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

Mục tiêu nghiên cứu của luận án là nhằm phân tích được đồng thời các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng của các hệ thống MMW-RoF với các kịch bản ứng dụng khác nhau trong mạng truy nhập vô tuyến. Kết quả mong muốn trong nghiên cứu là đưa ra được mô hình toán học mô tả sự phụ thuộc của các tham số hiệu năng của hệ thống vào các tham số lớp vật lý. Nghiên cứu cũng hướng đến đề xuất các giải pháp kỹ thuật nhằm cải thiện hiệu năng của hệ thống MMW-RoF.

Để đạt được các mục tiêu nêu trên, các nhiệm vụ cụ thể cần phải giải quyết bao gồm: (1) nghiên cứu cấu trúc và nguyên lý hoạt động của các hệ thống MMW-RoF, (2) nghiên cứu các tham số ảnh hưởng đến hiệu năng của các hệ thống và mô hình hóa sự phụ thuộc của hiệu năng vào các tham số này, (3) Khảo sát hiệu năng hệ thống cho các kịch bản ứng dụng khác nhau bằng phân tích số và mô phỏng và (4) đề xuất giải pháp nhằm cải thiện hiệu năng hệ thống MMW-RoF.

Từ các nhiệm vụ nghiên cứu trên, phương pháp nghiên cứu của luận án là nghiên cứu lý thuyết kết hợp với mô phỏng. Cụ thể là, sử dụng lý thuyết truyền thông và công cụ toán học để tính toán, đánh giá hiệu năng các hệ thống MMW-RoF theo các tham số và các yếu tố ảnh hưởng khác nhau. Sau đó, sử dụng các công cụ phần mềm nhằm đưa ra các kết quả đánh giá hiệu năng một cách trực quan. Cuối cùng, đưa ra các nhận xét, đánh giá dựa trên các kết quả đạt được, đưa ra các khuyến nghị, các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống.

3. PHẠM VI NGHIÊN CỨU

Phạm vi nghiên cứu của luận án tập trung vào các hệ thống truyền dẫn lai ghép hai chặng sử dụng sợi quang và kết nối vô tuyến ở băng sóng millimet, trong đó đường truyền sợi quang sử dụng công nghệ RoF. Luận án tập trung nghiên cứu các hệ thống kết nối điểm-điểm giữa CS và BS thông qua một trạm chuyển tiếp RAU. Đồng thời, với giả thiết đường lên và đường xuống mang tính đối xứng, phần lớn

các kết quả phân tích hiệu năng được thực hiện cho đường xuống từ CS tới BS, ngoại trừ các kết quả trong chương 4 các kết quả nghiên cứu được thực hiện đối với hệ thống hai hướng. Ngoài ra, với mục tiêu ứng dụng trong mạng truy nhập, cự ly truyền dẫn ngắn, công suất phát thấp nên các ảnh hưởng của hiệu ứng phi tuyến trong sợi quang và ảnh hưởng của méo phi tuyến trong các thiết bị thu phát vô tuyến không được phân tích đánh giá trong luận án này.

4. CÁC ĐÓNG GÓP CỦA LUẬN ÁN

Các kết quả đóng góp mới về khoa học của luận án có thể phân thành ba nhóm chính, gồm:

Đóng góp thứ nhất của luận án là xây dựng được mô hình giải tích cho phép khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh hưởng của đầy đủ hơn các tham số của hệ thống, bao gồm các tham số của đường truyền quang, thiết bị thu phát quang, đường truyền vô tuyến và thiết bị thu phát vô tuyến.

Đóng góp thứ hai của luận án là đề xuất sử dụng ghép kênh phân cực và ghép kênh không gian trong sợi quang kết hợp với phân tập không gian MIMO cho đường truyền MMW để cải thiện dung lượng hệ thống lai ghép MMW-RoF.

Đóng góp thứ ba của luận án là đề xuất mô hình kiến trúc hệ thống MMW-RoF song hướng cho mạng truy nhập vô tuyến kết hợp với đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng của hệ thống sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên mã hóa mạng tương tự (Analog Network Coding - ANC).

5. BỐ CỤC CỦA LUẬN ÁN

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

Chương 1, Tổng quan về vấn đề nghiên cứu, trình bày về cấu trúc của hệ thống MMW-RoF. Các tham số hiệu năng và các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống MMW-RoF cũng được giới thiệu trong chương này. Phần cuối của chương, các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến hệ thống MMW-RoF được tổng kết theo các hướng nghiên cứu khác nhau như hướng nghiên cứu về kiến trúc hệ thống, hướng nghiên cứu về đánh giá hiệu năng hệ thống, hay hướng nghiên

cứu cải thiện hiệu năng hệ thống MMW-RoF. Trên cơ sở khảo sát và phân tích những nghiên cứu đã công bố, các hạn chế của những nghiên cứu này được chỉ rõ và từ đó hướng nghiên cứu của luận án được đề xuất.

Chương 2, Khảo sát hiệu năng của hệ thống MMW-RoF, trình bày về các tham số của các phần tử trong hệ thống, kênh truyền dẫn sợi quang và kênh truyền dẫn vô tuyến. Trong chương này, một trong những đóng góp của luận án là xây dựng mô hình giải tích cho phép khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh hưởng của đầy đủ hơn các tham số hệ thống bao gồm các tham số của phân hệ truyền dẫn quang và vô tuyến được trình bày. Kết quả nghiên cứu được trình bày trong Chương 2 liên quan đến khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF cho các kịch bản ứng dụng khác nhau của mạng truy nhập vô tuyến cứu đã được công bố trong: 01 bài báo đăng trên *tạp chí quốc tế ISI, Scopus* [J4], 02 bài báo đăng trên *Tạp chí Khoa học và Công nghệ* của Viện hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam [J1] và *Tạp chí Khoa học và công nghệ thông tin truyền thông PTIT* [J2]) và 02 bài báo đăng trên kỷ yếu của hội nghị khoa học quốc tế: IEEE NICS 2015 [C1] và IEEE NICS 2016 [C2].

Chương 3, Cải thiện hiệu năng của hệ thống MMW-RoF đơn hướng, trình bày giải pháp cải thiện hiệu năng sử dụng ghép kênh phân cực và ghép kênh không gian trong sợi quang kết hợp với phân tập không gian trong đường truyền MMW nhằm cải thiện dung lượng hệ thống MMW-RoF. Hai giải pháp được đề xuất cụ thể là: (1) ghép kênh phân cực trong sợi quang kết hợp với truyền dẫn vô tuyến nhiều đầu vào nhiều đầu ra (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO) và (2) sử dụng sợi quang đa lõi (Multi Core Fiber - MCF) kết hợp với truyền dẫn vô tuyến MIMO. Kết quả nghiên cứu thứ nhất trong chương này đã được công bố trên 01 tạp chí có phản biện trong nước [J3] và kết quả nghiên cứu thứ hai của chương đã được công bố trong 01 bài báo đăng *trên tạp chí quốc tế ISI (SCI-indexed)* [J5].

Chương 4, Đề xuất mô hình hệ thống MMW-RoF chuyển tiếp song hướng cho mạng truy nhập vô tuyến, trình bày một đóng góp mới của luận án. Khác với các nghiên cứu trước đây của các tác giả khác thường tập trung vào hệ thống

MMW-RoF đơn hướng, mô hình kiến trúc chi tiết các phần tử trong hệ thống chuyển tiếp song hướng dựa trên mã hóa mạng tương tự đã được đề xuất. Mô hình giải tích phân tích thông lượng của hệ thống và kết quả phân tích so sánh hiệu năng với các hệ thống khác không sử dụng ANC đã được thực hiện, cho thấy tính khả thi và ưu điểm của hệ thống đã đề xuất. Kết quả nghiên cứu trình bày trong chương này đã được đăng trên kỷ yếu hội nghị khoa học IEEE ATC 2017 [C3] và được đăng trên *tạp chí quốc tế ISI* [J6].

Cuối cùng là tóm tắt các kết quả nghiên cứu của luận án.

CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU

Tóm tắt: Nội dung của chương trình bày về cấu trúc, các thành phần của hệ thống MMW-RoF. Đồng thời, các tham số đánh giá hiệu năng và các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống MMW-RoF cũng được giới thiệu trong chương này. Các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến hệ thống MMW-RoF đã được tổng hợp theo các hướng nghiên cứu khác nhau như hướng nghiên cứu về kiến trúc hệ thống, hướng nghiên cứu về ứng dụng của hệ thống, hướng nghiên cứu về đánh giá hiệu năng hệ thống, hay hướng nghiên cứu cải thiện hiệu năng hệ thống MMW-RoF được nêu ra ở cuối chương. Từ các kết quả nghiên cứu đã khảo sát, các hạn chế được phân tích và hướng nghiên cứu của luận án được đề xuất.

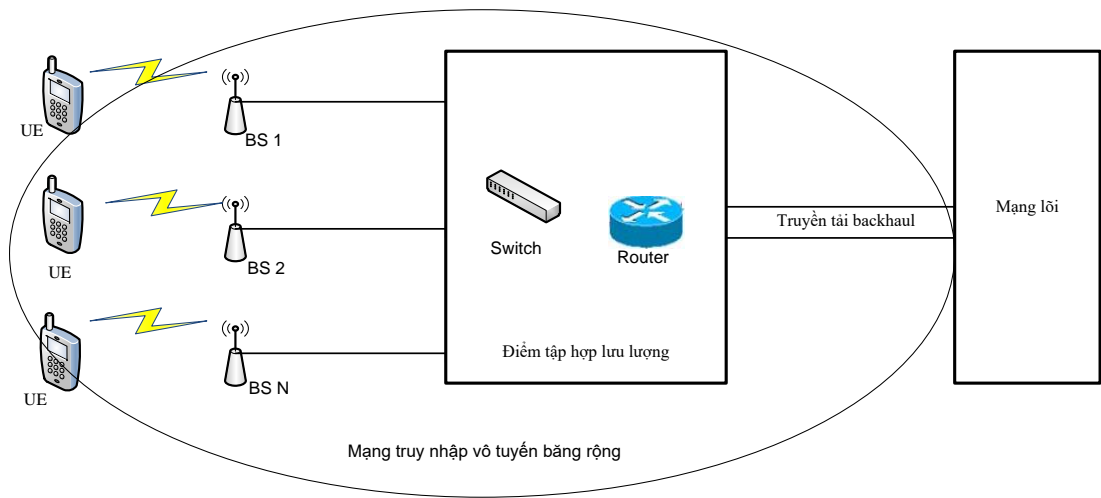
1.1 HỆ THỐNG TRUYỀN TÍN HIỆU VÔ TUYẾN Ở BĂNG TẦN MILIMET QUA SỢI QUANG

1.1.1 Giới thiệu chung

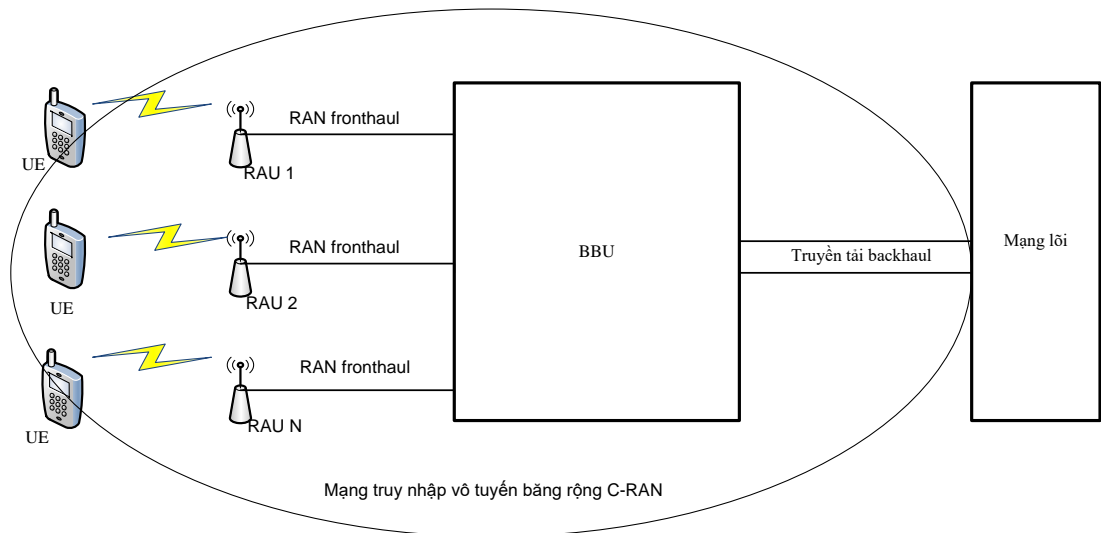
Với xu thế gia tăng theo hàm số mũ của lưu lượng dữ liệu di động do sự gia tăng nhanh chóng của các thuê bao di động cùng với sự khả dụng của các dịch vụ dữ liệu tốc độ cao cho các thiết bị di động, các mạng truy nhập vô tuyến đã được quan tâm phát triển một cách đặc biệt trong những năm gần đây. Các nhà đầu tư mạng vô tuyến cố gắng đưa ra nhiều giải pháp để phù hợp với sự phát triển này. Gần đây, khái niệm về mạng truy nhập vô tuyến băng rộng được nhắc đến khá nhiều để mô tả mạng truy nhập vô tuyến trong tương lai có khả năng đáp ứng được các yêu cầu về tốc độ, dung lượng, hiệu quả phổ tần và hiệu quả về năng lượng.

Mạng truy nhập vô tuyến băng rộng được định nghĩa là phần mạng kết nối từ phía thuê bao di động (User Equipment - UE) đến mạng lõi (Core Network - CN). Phần mạng kết nối từ BS tới mạng lõi được gọi là kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến [85], như chỉ ra trong hình 1.1. Thực chất, đây là đường truyền kết nối giữa nhà cung cấp dịch vụ với các trạm phân phối tới người dùng cuối và giữa các trạm phân phối với nhau.

Một số nghiên cứu gần đây đã đưa ra kiến trúc mạng truy nhập vô tuyến băng rộng mới, đó là mạng C-RAN [20,85]. Trong mạng C-RAN, kết nối fronthaul của mạng truy nhập vô tuyến là phần mạng kết nối từ đơn vị truy nhập vô tuyến (Radio Access Unit - RAU) tới trung tâm của mạng C-RAN (Base band Unit – BBU) được đưa ra (hình 1.2), còn phần kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến là phần mạng kết nối BBU với mạng lõi CN.



Hình 1.1. Minh họa mạng truy nhập vô tuyến băng rộng truyền thống [85]

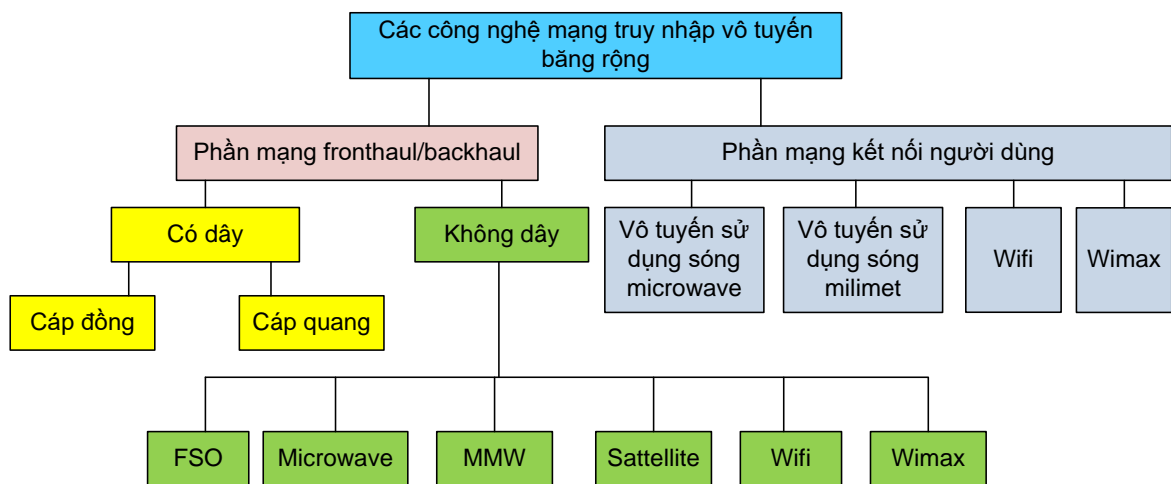


Hình 1.2. Minh họa mạng truy nhập vô tuyến băng rộng C-RAN [85]

Như vậy, mạng truy nhập vô tuyến băng rộng gồm hai phần: phần kết nối fronthaul/backhaul từ mạng lõi đến BS/RAU và phần từ BS đến thuê bao. Đối với phần kết nối fronthaul/backhaul của mạng truy nhập vô tuyến, các công nghệ truyền

dẫn trên cáp đồng, cáp quang và vô tuyến được sử dụng. Phần mạng kết nối BS và thuê bao sử dụng các công nghệ kênh vô tuyến ở băng tần microwave và millimet. Hình 1.3 chỉ ra phân loại các công nghệ cho mạng truy nhập băng rộng.

Như chỉ ra trong hình 1.3, các công nghệ được sử dụng cho kết nối từ BS đến thuê bao gồm sử dụng sóng microwave truyền thống và sử dụng sóng milimet trong tương lai. Các công nghệ được sử dụng cho phần mạng fronthaul/backhaul kết nối từ các BS đến mạng lõi được phân thành hai loại chính, có dây và không dây. Trong kết nối có dây từ BS tới CN, hai môi trường vật lý được sử dụng đó là cáp đồng và cáp quang. Cáp đồng là môi trường truyền dẫn truyền thống, do đó có thể tận dụng được các cơ sở hạ tầng hiện có. Tuy nhiên, cáp đồng có nhược điểm lớn là suy hao truyền dẫn lớn và dung lượng hạn chế. Hiện nay, cáp đồng đang dần được thay thế bởi cáp quang do các ưu điểm vốn có của cáp quang như suy hao nhỏ, dung lượng lớn, trễ thấp,...



Hình 1.3. Các loại các công nghệ cho mạng truy nhập vô tuyến băng rộng [85]

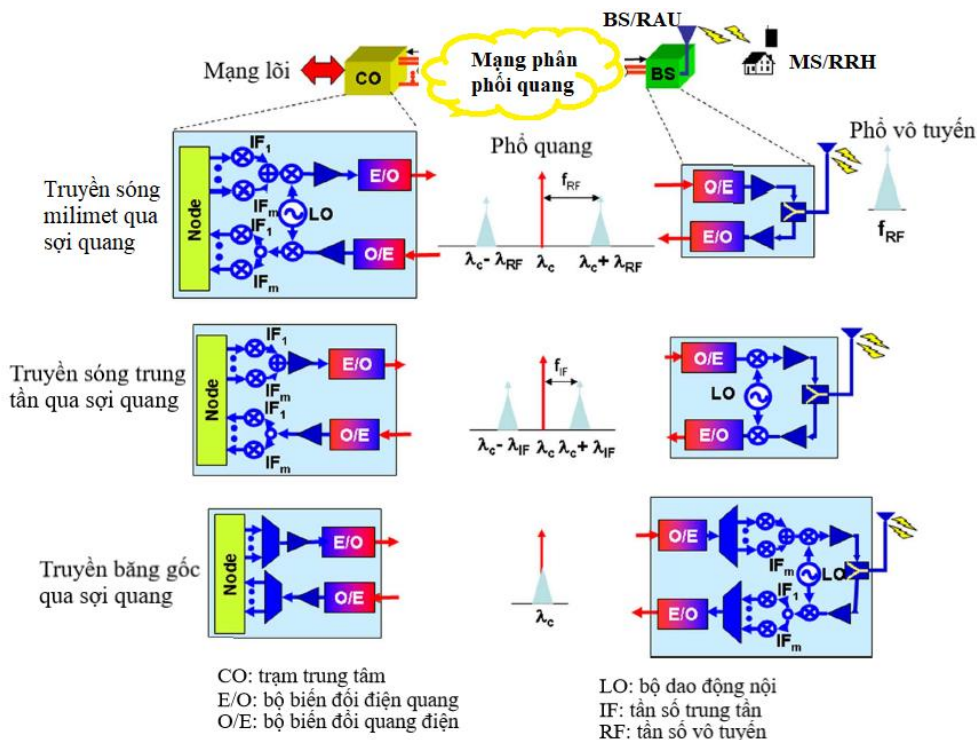
Đối với các giải pháp fronthaul/backhaul sử dụng đường truyền vô tuyến, đặc điểm chung là có suy hao truyền dẫn lớn và chịu ảnh hưởng của thời tiết. Bên cạnh các nhược điểm đó thì ưu điểm của giải pháp này là thời gian triển khai nhanh, linh hoạt và chi phí triển khai thấp. Các giải pháp fronthaul/backhaul sử dụng đường truyền vô tuyến có băng tần truyền dẫn khác nhau. Công nghệ fronthaul/backhaul dùng sóng microwave sử dụng băng tần cần cấp phép và đường truyền thẳng (Line

Of Sight – LOS), làm tăng thời gian và chi phí triển khai. Các công nghệ khác được sử dụng cho kết nối fronthaul/backhaul còn có Wifi và WiMax. Gần đây, một giải pháp mới được đề xuất cho kết nối fronthaul/backhaul của mạng truy nhập vô tuyến đó là sử dụng sóng milimet với băng tần từ 60 GHz tới 110 GHz [110]. Sử dụng tần số sóng mang cao này cho phép tốc độ dữ liệu đạt tới Gbps [85,110]. Hơn nữa, với các băng tần không cần cấp phép này, việc triển khai các liên kết có thể được thực hiện nhanh chóng và có chi phí thấp.

Một giải pháp khác cho kết nối fronthaul/backhaul được thực hiện khi truyền dẫn mặt đất không khả thi đó là sử dụng kênh vệ tinh. Việc truyền tải qua các kết nối qua vệ tinh chủ yếu dựa trên các luồng T1/E1. Ưu điểm của các kết nối vệ tinh là thời gian lắp đặt ngắn và độ bao phủ linh động trong khi nhược điểm chính là giá thành cao và độ trễ lan truyền lớn.

Trong số các giải pháp truyền dẫn cho mạng truy nhập vô tuyến băng rộng, cáp sợi quang cung cấp băng thông rộng và suy hao thấp. Tuy nhiên, chi phí liên quan và thách thức của việc lắp đặt sợi quang tới từng microcell hoặc picocell khá lớn, đặc biệt là khu vực đô thị. Việc sử dụng cáp quang cũng không phù hợp trong nhiều ứng dụng vì nó thiếu tính linh hoạt. Trong nhiều tình huống chẳng hạn như sau khi xảy ra thiên tai lớn hoặc khi sợi bị đứt do các sự cố, các dịch vụ có thể bị gián đoạn hoặc bị chậm trễ. Khi đó, sử dụng sóng vô tuyến là một giải pháp tốt. Tuy nhiên, để có thể cung cấp băng thông lớn thì sóng milimet cần được sử dụng. Bên cạnh việc mang lại tốc độ cao và độ khả dụng về băng tần chưa được khai thác lớn, phổ tần sóng milimet còn mang lại nhiều tiềm năng khác như cho phép mật độ dày đặc các mạng liên kết truyền thông từ khoảng cách ngắn đến khoảng cách trung bình, tích hợp các phần tử phát xạ hiệu suất cao tại phạm vi milimet, và tạo ra các hệ thống tích hợp nhỏ gọn, thích nghi và di động. Tuy nhiên, phạm vi truyền dẫn sẽ bị hạn chế do dải tần của sóng millimet bị suy hao lớn trong không gian tự do. Bởi vì điều này, sự hội tụ giữa sợi quang với hệ thống MMW sẽ mang đến một mạng truy nhập với dung lượng lớn, linh hoạt, hiệu quả về mặt chi phí, đáp ứng được các yêu cầu của mạng truy nhập vô tuyến băng rộng trong tương lai.

Các giải pháp truyền tín hiệu qua sợi quang được mô tả chi tiết trên hình 1.4 [18]. Trên hình này, ba phương pháp cơ bản được sử dụng để truyền tín hiệu qua sợi quang gồm truyền sóng milimet qua sợi quang, truyền sóng trung tần qua sợi quang và truyền băng gốc qua sợi quang. Như chỉ ra trong hình 1.4, kịch bản truyền băng gốc qua sợi quang làm cho cấu trúc BS/RAU phức tạp nhất, trong khi kịch bản truyền sóng milimet qua sợi quang làm cho BS/RAU trở nên đơn giản (chỉ bao gồm bộ biến đổi quang điện và bộ khuếch đại điện). Với mạng truy nhập vô tuyến băng rộng sử dụng sóng milimet, số lượng lớn các BS/RAU được yêu cầu. Chính vì vậy tiêu chí đặt ra cho BS/RAU là càng đơn giản và tiêu thụ công suất càng thấp càng tốt. Do đó, giải pháp truyền sóng milimet qua sợi quang là giải pháp phù hợp nhất cho mạng truy nhập vô tuyến băng rộng trong tương lai.



Hình 1.4. Các phương pháp truyền tín hiệu qua sợi quang [18]

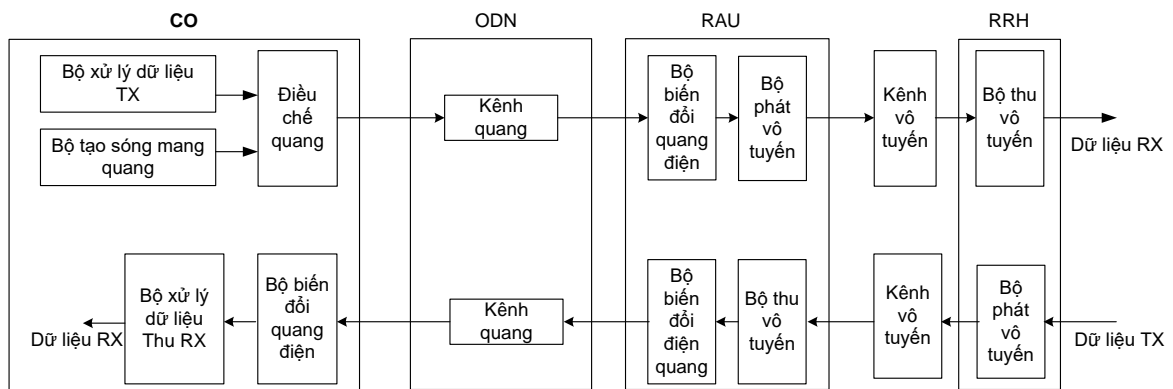
1.1.2 Cấu trúc hệ thống MMW-RoF

Sơ đồ khối của một tuyến MMW-RoF điển hình được thể hiện trên hình 1.5. Như đã đề cập ở trên, một hệ thống truyền sóng milimet qua sợi quang bao gồm các phân hệ chính như phân hệ trạm trung tâm CO (CS), phân hệ mạng phân phối

quang ODN, phân hệ trạm BS, kênh truyền vô tuyến và bộ thu phát tín hiệu vô tuyến.

1.1.2.1 Phân hệ trung tâm CO

Phân hệ CO trong hệ thống MMW-RoF đảm nhiệm các chức năng xử lý dữ liệu và tạo tín hiệu quang ở đường xuống. Việc tạo tín hiệu quang này bao gồm hai quá trình là tạo sóng mang và điều chế dữ liệu đường xuống. Hai quá trình này có thể được thực hiện đồng thời hoặc thực hiện một cách tách biệt. Có nhiều kỹ thuật đã được đề xuất trong những năm gần đây để thực hiện chức năng này dựa trên các phương pháp tiếp cận khác nhau.



Hình 1.5. Sơ đồ khối của hệ thống MMW-RoF

Có hai phương pháp điều chế quang được sử dụng phổ biến trong các hệ thống MMW-RoF, đó là điều chế trực tiếp và điều chế ngoài. Trong điều chế trực tiếp, dòng tín hiệu dữ liệu được sử dụng để kích thích trực tiếp nguồn quang. Phương pháp điều chế cường độ trực tiếp này có ưu điểm là đơn giản và giá thành thấp. Hạn chế chính của phương pháp điều chế trực tiếp là băng tần điều chế của laser. Do vậy, phương pháp này khó có thể áp dụng cho các ứng dụng sóng MMW tần số cao. Ngoài ra, hiện tượng chirp tần số làm cho phổ tần số quang mở rộng cũng là một trong các nhược điểm chính của phương pháp điều chế này. Để khắc phục các nhược điểm này, phương pháp điều chế ngoài được sử dụng.

Trong điều chế ngoài, quá trình điều chế quang được thực hiện bởi một bộ điều chế riêng biệt. Trong đó, nguồn LD (Laser Diode) phát ra công suất quang liên tục (Continuous wave – CW) được đưa đến đầu vào bộ điều chế, tín hiệu điều chế

được sử dụng để điều khiển hoạt động của bộ điều chế này. Có hai nguyên lý khác nhau cho bộ điều chế quang ngoài được sử dụng là hiệu ứng điện – quang (Electro Optic Modulator - EOM) (chiết suất của vật liệu thay đổi theo điện trường ngoài đặt vào) và hiệu ứng hấp thụ điện (Electro Absorption Modulator - EAM) (sự hấp thụ quang thay đổi dưới tác động của trường điện từ). Bộ điều chế điện quang được sử dụng phổ biến trong hệ thống thông tin quang là bộ điều chế Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Modulator - MZM). Với ưu điểm là cho phép truyền dữ liệu tốc độ cao và khắc phục được hiện tượng chirp tần số của phương pháp điều chế trực tiếp, phương pháp điều chế ngoài được sử dụng phổ biến trong các hệ thống RoF.

Tuy nhiên, phương pháp điều chế ngoài này có hạn chế là phức tạp và đắt đỏ. Hơn nữa, đầu ra của bộ điều chế MZM gồm sóng mang quang và hai băng quang (Optical Double Sideband - ODSB). Do vậy, tán sắc ở ODN gây cho mỗi thành phần phổ dịch pha khác nhau, làm giảm công suất ở quá trình tách sóng tín hiệu RF ở BS [59]. Tán sắc có thể giảm bằng cách truyền một băng tín hiệu quang (Optical Single Sideband - OSSB). Vì vậy, một số kỹ thuật tạo ra tín hiệu OSSB đã được nghiên cứu và giới thiệu như sử dụng bộ lọc quang để lọc băng tần quang không mong muốn [73,91] hay sử dụng bộ điều chế MZM một điện cực kép [43,53].

1.1.2.2 Phân hệ mạng truyền tải quang ODN

Mạng phân phối quang thực hiện kết nối để truyền tín hiệu từ trạm trung tâm đến các BS đầu xa và ngược lại. Thành phần chủ yếu trong ODN này là cáp sợi quang và có thể có các bộ khuếch đại quang.

Trong những năm gần đây, một loạt các thiết kế sợi quang đã được thử nghiệm cho hệ thống RoF, trong đó có một số loại quan trọng là sợi quang đơn mode (SMF), sợi quang đa mode (Multi-Mode Fiber - MMF), sợi quang polyme (Polymer optical fibre - POF). Sợi quang được lựa chọn cho hệ thống RoF phụ thuộc vào các đặc tính mạng và các nguồn lực sẵn có. SMF là loại sợi phù hợp cho ứng dụng trong nhà [2] và ngoài trời (khoảng cách lớn) [119], để truyền các tín hiệu sóng MMW chất lượng cao. Tuy nhiên, khi triển khai SMF, chi phí lắp đặt của nó là

một vấn đề lớn. Do đó, một số nhóm nghiên cứu đã đề xuất các phương pháp tiên tiến để thiết kế hệ thống RoF sử dụng sợi quang giá thành thấp.

Về cấu trúc, ODN phải cung cấp độ tin cậy và tính linh hoạt cao cùng với khả năng mở rộng mạng lớn. Các cấu hình có thể sử dụng cho mạng RoF gồm hình sao, hình vòng, vòng đa cấp, hình sao đa cấp, hỗn hợp vòng-sao đa cấp và vòng-sao.

Các bộ khuếch đại quang được sử dụng trong phân hệ ODN để bù lại suy hao lan truyền ở khoảng cách truyền lớn và suy hao do rẽ nhánh trong mạng truy cập. Việc sử dụng các bộ khuếch đại quang cho phép phân phối tín hiệu quang từ CO qua khoảng cách lớn tới các BS và cho phép tăng số lượng các BS. Những khả năng này là cần thiết cho sự linh hoạt và khả năng mở rộng của mạng, chúng có tác động lớn trong việc xác định tính toàn vẹn của truyền dẫn. Các loại bộ khuếch đại quang được sử dụng trong hệ thống RoF gồm bộ khuếch đại sợi quang pha Erbium (Erbium-Doped Fiber Amplifier - EDFA), bộ khuếch đại Raman và bộ khuếch đại quang bán dẫn (Semiconductor Optical Amplifier - SOA).

1.1.2.3 Phân hệ BS

Mục tiêu của kiến trúc sử dụng MMW-RoF là để có BS/RAU (Radio Access Unit) càng đơn giản càng tốt. Đơn giản hơn cả là BS chỉ đóng vai trò chuyển đổi tín hiệu quang sang tín hiệu điện, sau đó chuyển tới anten phát và ngược lại, chuyển tín hiệu điện thu từ anten thu sang tín hiệu quang rồi truyền về CO qua sợi quang. Như vậy, phân hệ BS cho đường xuống gồm các thành phần là bộ tách sóng quang, bộ lọc và bộ khuếch đại.

Đối với đường lên, cấu hình BS có thể sử dụng laser hoặc không sử dụng laser. Khi sử dụng laser tại BS, phương pháp điều chế trực tiếp hoặc điều chế ngoài có thể được sử dụng. Khi CO cung cấp một sóng mang quang cho truyền dẫn đường lên, BS không cần có laser. Theo cách này, tín hiệu quang từ CO là một sóng mang quang được sử dụng để điều chế với dữ liệu đường lên và truyền đến CO.

1.1.3 Các ứng dụng của hệ thống MMW-RoF

Với cấu trúc đã trình bày ở trên thì hệ thống MMW-RoF phù hợp cho nhiều ứng dụng khác nhau trong mạng truy nhập vô tuyến băng rộng thế hệ tiếp theo. Những lĩnh vực phù hợp cho việc triển khai MMW-RoF là:

Ứng dụng trong các mạng tế bào thế hệ tiếp theo: đây là ứng dụng cơ bản của hệ thống MMW-RoF. Sự gia tăng theo hàm số mũ của các thuê bao di động với nhu cầu về các dịch vụ băng rộng tăng nhanh đã tạo áp lực lớn cho các mạng di động về mặt dung lượng. Để đáp ứng được nhu cầu về băng thông đó, các mạng di động thế hệ tiếp theo có thể sử dụng sợi quang để truyền tải dữ liệu từ các trạm gốc trung tâm (central base station - CBS) tới các BS và sử dụng băng tần milimet để chuyển dữ liệu từ BS đến thuê bao di động và ngược lại.

Kết nối backhaul cho hệ thống thông tin di động: hệ thống MMW-RoF có thể sử dụng cho kết nối backhaul giữa các thiết bị trạm gốc BTS và các trạm xử lý trung tâm trong các thế hệ mạng 2G/3G/4G. Trong ứng dụng này, tất cả các chức năng xử lý tín hiệu phức tạp như điều chế quang hay tạo sóng mang quang ở băng MMW đều được thực hiện tại CO để giữ cho cấu trúc của RAU (chỉ có chức năng biến đổi quang điện) đơn giản, tiết kiệm chi phí và tiết kiệm năng lượng. Sau đó, tín hiệu MMW được truyền tới RRH qua kênh vô tuyến. Tương tự như RAU, các RRH phải được đơn giản hóa, có thể chỉ có chức năng biến đổi từ tín hiệu MMW sang tín hiệu microwave và ngược lại. Các kịch bản ứng dụng hệ thống MMW-RoF vào kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến bao gồm ứng dụng trong những nơi có địa hình khó triển khai cáp hay trong trường hợp xảy ra các thảm họa lớn và áp dụng để mở rộng kết nối vô tuyến băng rộng tới các vùng chưa có dịch vụ.

Mạng WLAN: Công nghệ RoF cho mạng WLAN sẽ là một trong những ứng dụng đơn giản, với các BS chỉ thực hiện các chức năng đơn giản và được kết nối đến CO thông qua một sợi quang, các chức năng định tuyến và xử lý được tập trung tại CO. Mỗi CO có rất nhiều bộ thu phát (TRX) bằng với số lượng của BS, trong khi đó BS chỉ có những chức năng đơn giản là thu và phát tín hiệu, ngoài ra không có chức năng xử lý tín hiệu nào được thực hiện ở BS. Đối với mạng WLAN này thì

các bộ điều chế ngoài được sử dụng thay cho các LD vì chúng hoạt động ở tần số 60GHz, tần số mà các LD không thể đáp ứng kịp. Các bộ thu phát có thể được trang bị các bộ dao động có thể điều chỉnh được nhưng vì giá thành cao, nên đôi khi chúng được trang bị các bộ dao động với tần số cố định. Sự thay đổi bộ dao động sẽ ảnh hưởng đến quá trình phân bổ tần số cho mạng RoF này [148].

Mạng giao thông RVC: Mạng giao thông (Road Vehicle Communication - RVC) là cơ sở hạ tầng của hệ thống truyền tải thông minh (intelligent transportation system - ITS), được ứng dụng cho các phương tiện đang di chuyển có thể truy cập vào mạng, từ đó các phương tiện trở thành những thành phần của mạng thông tin, chúng có thể liên lạc với nhau, được sử dụng trong việc điều khiển các phương tiện một cách tự động. Những yêu cầu của hệ thống RVC này là phải đạt được tốc độ ít nhất 2-10Mbs cho mỗi UE nếu cần. Hơn nữa, mạng phải không chỉ hỗ trợ thoại và dữ liệu mà còn phải hỗ trợ các dịch vụ đa phương tiện như video thời gian thực khi các UE đang di chuyển. Những mạng thông tin di động tế bào hiện tại và mạng sử dụng băng tần micromet vẫn không thể cung cấp đủ băng thông, do đó các băng MMW trong khoảng từ 36GHz đến 120GHz đang được xem xét, cải tiến để ứng dụng cho mạng RVC này. Tuy dải băng tần này có băng thông cao hơn so với băng tần microwave, nhưng bán kính phủ sóng của các cell nhỏ hơn do suy hao trong không gian [148].

Mạng truy nhập vô tuyến ở ngoại ô nông thôn sử dụng RoF

Mạng truy nhập băng rộng hiện nay đang có xu hướng phát triển mạnh mẽ, thêm vào đó để đạt được sự thuận tiện trong công việc thì ngoài đáp ứng tốc độ cao thì kết nối phải luôn ở tình trạng luôn luôn kết nối. Mạng truy nhập vô tuyến băng rộng hiện nay đã có nhiều lựa chọn tốt hơn để có thể cung cấp cho khách hàng nhiều dịch vụ băng rộng hơn với giá tốt hơn và có thể cạnh tranh được với các dịch vụ truy nhập có dây như đường dây thuê bao số (Digital Subscriber Line – xDSL) hay mạng cáp. Thậm chí hiện nay, các đoạn dây đồng kết nối đến thuê bao dần dần được thay thế bằng công nghệ vô tuyến mà mọi người vẫn thường gọi cái tên “wireless last mile”. Tuy nhiên đối với “wireless last mile” thì vấn đề cần quan tâm

đó chính là ở những nơi có mật độ dân số thưa thớt như vùng ngoại ô nông thôn. Ở những nơi này, thứ nhất là vấn đề kéo dây rất khó khăn vì số lượng dân cư thưa thớt trải rộng trên một vùng, vấn đề nữa đó là khả năng tập trung thuê bao cũng không dễ. Do đó, sử dụng sóng vô tuyến gần như là một giải pháp kinh tế đối với những nơi này. Trong các nghiên cứu gần đây, mạng truy nhập vô tuyến băng rộng (Broadband Wireless Access Network - BWAN) cũng bắt đầu được quan tâm cho các vùng dân cư thưa thớt như nông thôn hay ngoại ô, nơi mà cần một số lượng lớn BS được lắp đặt trong khi đó yêu cầu lưu lượng ở mỗi BS đường như là rất thấp so với mật độ dân số.

Đường dự phòng, đường truyền tạm thời, khắc phục thảm họa: Khi cần có một đường kết nối tạm thời cho một hội nghị hay khi mạng truyền thông hiện có bị sự cố, hệ thống này có thể triển khai làm đường kết nối tạm thời với thời gian triển khai nhanh.

Truyền thông giữa các địa điểm khó lắp đặt sợi quang: Trong một số hình thái địa lý, việc triển khai hệ thống MMW-RoF đem lại hiệu quả lớn. Ví dụ như đường truyền dẫn phải qua một con sông, qua dãy núi, qua đường có nhiều phương tiện qua lại, hoặc trong các tòa nhà hay đường hầm.

1.2 CÁC THAM SỐ HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG

Nhiều các tham số có thể được sử dụng để đánh giá hiệu năng của một hệ thống truyền dẫn như tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu (Signal to Noise Ratio - SNR), tỉ lệ lỗi bit (Bit Error Rate - BER), dung lượng kênh, xác suất dưới ngưỡng, ... Việc lựa chọn tham số hiệu năng nào để đánh giá phụ thuộc nhiều vào loại ứng dụng và các khía cạnh khác nhau của hệ thống. Đối với các ứng dụng băng rộng, tham số hiệu năng thường dùng là tỉ lệ lỗi bit và dung lượng kênh. Trong khuôn khổ của luận án này, bốn tham số để đánh giá hiệu năng, gọi tắt là tham số hiệu năng, được sử dụng gồm SNR, tỉ lệ lỗi bit, thông lượng và dung lượng kênh.

Tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu, SNR, là tham số trực tiếp và thường dùng để đánh giá hiệu năng hệ thống. SNR được định nghĩa là tỉ số giữa công suất

tín hiệu thu được trên công suất nhiễu, được tính tại cùng một điểm thu. SNR phụ thuộc vào công suất tín hiệu thu được tại bộ thu, do đó, sẽ phụ thuộc vào công suất phát và các tham số của kênh truyền (kênh quang và vô tuyến). Công suất nhiễu bao gồm nhiễu tại các bộ phát, bộ thu, bộ khuếch đại, kênh truyền và phụ thuộc vào băng thông truyền dẫn.

Tỉ lệ lỗi bit, BER, là tỉ số giữa số lượng bit lỗi trung bình trên tổng số bit phát đi tại đầu ra bộ thu trong một khoảng thời gian đủ lớn. Đối với mỗi hệ thống khác nhau thì BER được yêu cầu cũng khác nhau và nó phụ thuộc vào tỉ số SNR. Trong nghiên cứu, BER thường được tính dựa trên tính toán lý thuyết thông qua các mô hình toán học hoặc dựa trên mô phỏng sử dụng các khối phần mềm tính BER.

Dung lượng kênh, C, là giới hạn trên của lượng thông tin mà hệ thống có thể truyền tải qua kênh truyền thông với giá trị SNR xác định và với giá trị BER đạt yêu cầu. Đơn vị đo của dung lượng kênh là bps. Tuy nhiên, trong các nghiên cứu, dung lượng kênh được chuẩn hóa (C/B) có đơn vị là bps/Hz. Mô hình phổ biến là mô hình dung lượng kênh Shannon với kênh nhiễu Gauss trắng cộng (Additive White Gaussian Noise – AWGN) được tính bằng $C = B \log_2(1 + SNR)$ với B là băng tần của kênh.

Thông lượng là tốc độ trung bình của việc gửi gói tin một cách thành công qua một kênh truyền thông. Dữ liệu này có thể được chuyển một liên kết vật lý hoặc liên kết logic, hoặc qua một nút mạng cụ thể nào đó. Thông lượng thường được đo bằng số bit trên một giây hoặc số gói dữ liệu trên giây hoặc số gói dữ liệu trên khe thời gian.

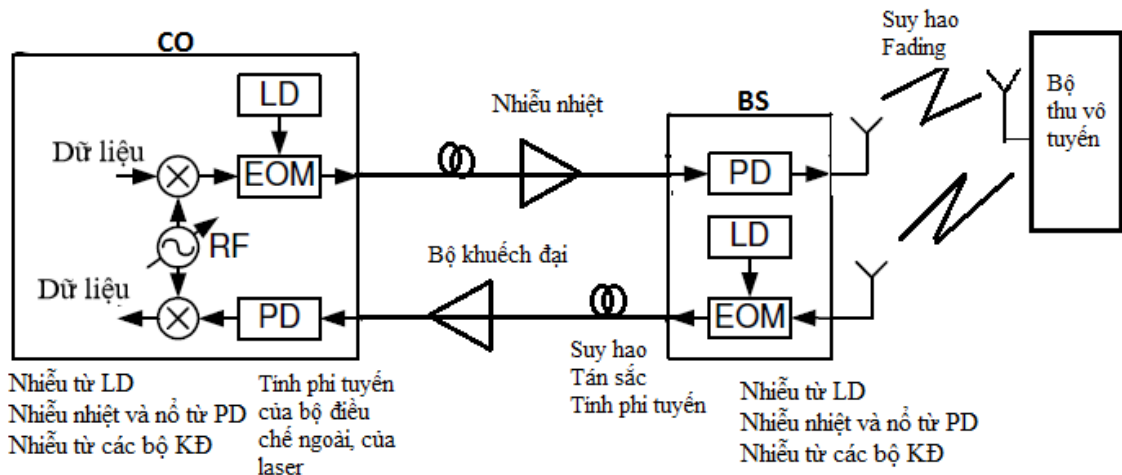
1.3 CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF

Hệ thống MMW-RoF là một hệ thống truyền thông lai ghép giữa thông tin sợi quang và thông tin vô tuyến, do vậy nó chịu ảnh hưởng của cả hai môi trường này. Giới hạn cơ bản của hệ thống MMW-RoF là chịu ảnh hưởng của nhiễu và méo do liên kết truyền dẫn quang gây ra. Ngoài ra, hệ thống này còn chịu tác động của môi

trường vô tuyến như suy hao và fading. Các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống MMW-RoF được chỉ ra trên hình 1.6.

a) Các nguồn nhiễu trong hệ thống MMW-RoF

Các nguồn nhiễu trong các hệ thống thông tin quang bao gồm nhiễu cường độ tương đối (Relative Intensity Noise – RIN) của Laser, nhiễu pha của laser, nhiễu nỏ của bộ tách sóng quang (Photodiode – PD) và nhiễu nhiệt của bộ khuếch đại [128]. Trong laser bán dẫn, đầu ra của laser có sự thăng giáng về cường độ ngay cả khi laser được định thiên tại dòng cố định với các dao động dòng không đáng kể. Sự thăng giáng cường độ này được gọi là RIN, gắn liền với tín hiệu thu và làm suy giảm chất lượng tín hiệu.



Hình 1.6. Các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống MMW-RoF

Trong quá trình truyền tín hiệu qua sợi quang, sợi quang không tạo ra nhiễu nhưng làm giảm công suất tín hiệu do suy hao. Các bộ khuếch đại quang được sử dụng làm tăng công suất tín hiệu nhưng lại làm giảm tỉ số SNR đi ít nhất 3dB [128]. Tất cả các bộ khuếch đại quang sẽ tạo ra nhiễu do các phát xạ tự phát được khuếch đại (Amplified Spontaneous Emission - ASE). Ảnh hưởng của các phát xạ tự phát là tạo ra thăng giáng công suất tín hiệu quang và sau này sẽ là thăng giáng dòng quang điện sau PD.

Nhiều ở bộ thu quang (tại BS cho đường xuống hoặc CO cho đường lên) bao gồm nhiễu nỏ, nhiễu dòng tối PD và nhiễu nhiệt. Nhiễu nỏ là do dòng photon, bao

gồm các hạt mang điện được tạo ra một cách ngẫu nhiên theo thời gian. Tính thống kê của quá trình ngẫu nhiên này tuân theo luật phân bố Poisson. Nhiễu nhiệt sinh ra do chuyển động nhiệt ngẫu nhiên của các điện tử bên trong điện trở tải gây nên sự thăng giáng dòng điện. Nhiễu này còn được gọi là nhiễu Nyquist hay nhiễu Johnson. Nhiễu này có thể được giảm bớt bằng cách tăng điện trở tải.

Ngoài các nguồn nhiễu trên, nhiễu gây ra bởi hiệu ứng phi tuyến của các phần tử trong các bộ thu phát. Đặc tính phi tuyến của nguồn quang, bộ điều chế ngoài và bộ tách sóng quang chỉ nằm trong một giới hạn nhất định, khi tín hiệu đưa đến các phần tử này có giá trị biên độ lớn, các phần tử đó sẽ hoạt động trong vùng phi tuyến và gây ra nhiễu do phi tuyến.

b) Ảnh hưởng của kênh quang

Khi sóng vô tuyến được truyền trên sợi quang, nó cũng sẽ chịu các ảnh hưởng của sợi quang như suy hao, tán sắc và các hiệu ứng phi tuyến.

Suy hao trong sợi quang là hiện tượng công suất ánh sáng bị suy giảm khi lan truyền trên sợi quang. Suy hao là một trong những đặc tính quan trọng của sợi quang ảnh hưởng đến thiết kế hệ thống thông tin quang vì nó xác định khoảng cách truyền dẫn tối đa giữa bộ phát quang và bộ thu quang hoặc bộ khuếch đại quang trên đường truyền. Có nhiều nguyên nhân gây suy hao tín hiệu trong sợi quang, trong đó bao gồm các nguyên nhân chính như suy hao do hấp thụ, suy hao do tán xạ và suy hao do uốn cong.

Tán sắc là hiện tượng méo dạng tín hiệu quang khi lan truyền trong sợi quang. Khi một xung quang lan truyền trong sợi, xung quang sẽ bị giãn rộng trong quá trình lan truyền. Sự mở rộng xung là do sự khác nhau về vận tốc lan truyền của các thành phần trong xung quang. Sự khác biệt về vận tốc lan truyền làm cho các thành phần trong xung quang có độ trễ khác nhau tại đầu cuối sợi quang nên xung quang đầu ra tổ hợp từ các thành phần này sẽ bị giãn rộng.

Trong hệ thống truyền dẫn tín hiệu tương tự, tán sắc làm cho tín hiệu quang tại đầu thu bị méo dạng so với tín hiệu ban đầu. Còn đối với truyền dẫn số, khi tín hiệu

quang ở dạng xung quang thì sự dẫn rộng xung do tán sắc gây ra giao thoa giữa các ký hiệu (Inter Symbol Interference - ISI), điều này có thể dẫn đến lỗi bit tại bộ thu. Các hệ thống hoạt động ở tốc độ càng cao thì ảnh hưởng của tán sắc càng nghiêm trọng.

Các hiệu ứng quang phi tuyến

Đáp ứng của bất cứ chất điện môi nào với ánh sáng sẽ là phi tuyến nếu cường độ trường điện từ mạnh và sợi quang cũng có tính chất như vậy. Khi cường độ trường điện từ mạnh, vector phân cực điện của vật liệu không còn quan hệ tuyến tính với vector cường độ điện trường. Có hai loại hiệu ứng phi tuyến chính có thể xảy ra trong sợi quang là hiệu ứng tán xạ kích thích và hiệu ứng phi tuyến Kerr. Tán xạ kích thích bao gồm tán xạ Brillouin kích thích và tán xạ Raman kích thích. Cả hai loại tán xạ đều trở nên quan trọng ở mức công suất cao. Hiệu ứng phi tuyến Kerr liên quan đến chiết suất phi tuyến bao gồm hiệu ứng tự điều chế pha, điều chế pha chéo và trộn bốn sóng. Các hiệu ứng này sinh ra do sự phụ thuộc của chiết suất vào cường độ tín hiệu quang.

c) Ảnh hưởng của kênh vô tuyến

Trong các hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng sóng microwave, suy hao truyền dẫn chủ yếu là do suy hao môi trường tự do (free space loss) gây ra. Tuy nhiên, trong các hệ thống sử dụng MMW, suy hao truyền dẫn còn do rất nhiều các yếu tố khác như suy hao do các phân tử khí như oxy, hơi nước và do mây mưa gây ra. Ngoài ra, kênh truyền vô tuyến này còn chịu ảnh hưởng của fading do truyền dẫn đa đường.

1.4 CÁC THÁCH THỨC TRONG VIỆC NÂNG CAO HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF

Các thách thức trong việc nâng cao hiệu năng hệ thống MMW-RoF được chỉ ra trong hình 1.7, trong đó các thách thức chủ yếu xuất phát từ các ảnh hưởng lớp vật lý của kênh truyền quang, kênh truyền vô tuyến và các bộ thu phát.

Mạng truy nhập vô tuyến đóng vai trò cung cấp kết nối giữa các trạm thu phát gốc và mạng lõi, do đó một trong các yêu cầu quan trọng với mạng truy nhập vô tuyến thế hệ tiếp theo (5G) là truyền tải một khối lượng khổng lồ lưu lượng số liệu từ các thiết bị di động tới mạng lõi và ngược lại. Kết quả là có ba mục tiêu/yêu cầu đặt ra cho các giải pháp nâng cao hiệu năng hệ thống MMW-RoF trong mạng truy nhập vô tuyến thế hệ tiếp theo: (1) Hệ thống cần đảm bảo yêu cầu về dung lượng/thông lượng; (2) Hệ thống cần đảm bảo yêu cầu về hiệu năng BER; và (3) hệ thống cần có khả năng mở rộng, cấu trúc đơn giản, linh hoạt và chi phí hiệu quả. Nhằm đạt được các mục tiêu nêu trên, rất nhiều các công trình nghiên cứu liên quan đã được thực hiện theo các hướng khác nhau như nghiên cứu kiến trúc hệ thống, đánh giá hiệu năng hệ thống, cải thiện hiệu năng hệ thống. Chi tiết về các nghiên cứu này sẽ được phân tích trong mục 1.5.



Hình 1.7. Các thách thức trong việc nâng cao hiệu năng hệ thống MMW-RoF

1.5 CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

1.5.1 Các công trình nghiên cứu trong nước

Tại Việt Nam các kết quả nghiên cứu liên quan đến hệ thống MMW-RoF còn khá hạn chế.

Nhóm nghiên cứu của Đại học Đà Nẵng (Nguyễn Văn Tuấn, Lê Tuấn Vũ, Hồ Văn Khoa, Đỗ Việt Hồng) cũng đã và đang nghiên cứu về kỹ thuật RoF và đánh giá hiệu năng của hệ thống sử dụng bộ khuếch đại EDFA và bộ thu kết hợp [141,142,150]. Các nghiên cứu này chưa xét đến ảnh hưởng của các bộ điều chế, môi trường sợi quang, hay các đặc tính sóng milimet lên hiệu năng hệ thống.

1.5.2 Các công trình nghiên cứu ngoài nước

Trong những năm gần đây, hệ thống truyền sóng milimet qua sợi quang (MMW-RoF) đã được quan tâm một cách đặc biệt và đã thu hút được nhiều nhà nghiên cứu trên thế giới trước nhu cầu kết nối băng thông rộng của người dùng nói chung và thuê bao di động nói riêng. Các hướng nghiên cứu chính hiện nay về các hệ thống MMW-RoF bao gồm các nghiên cứu về cấu trúc và công nghệ được sử dụng trong hệ thống MMW-RoF, các nghiên cứu về đánh giá hiệu năng hệ thống và các nghiên cứu về giải pháp cải thiện hiệu năng của hệ thống.

1.5.2.1 Các nghiên cứu về kiến trúc và công nghệ được sử dụng trong hệ thống MMW-RoF

Như đã trình bày trong phần 1.1.2, về cơ bản cấu trúc hệ thống MMW-RoF bao gồm ba phân hệ chính đó là phân hệ CO, ODN và BS. Các công nghệ được sử dụng trong từng phân hệ đã và đang được rất nhiều các nhà nghiên cứu trên thế giới quan tâm. Các nghiên cứu về cấu trúc và công nghệ được sử dụng trong hệ thống MMW-RoF được chia thành ba mục chính như sau.

a. Cấu trúc và công nghệ đường xuống tại CO

Thách thức lớn nhất trong cấu trúc hệ thống MMW-RoF đường xuống là việc tạo tín hiệu quang tại CO để truyền qua phân hệ ODN đến BS. Đã có rất nhiều các kỹ thuật đã được đề xuất trong những năm gần đây để thực hiện việc tạo tín hiệu quang tại CO dựa trên các phương pháp tiếp cận khác nhau. Việc tạo tín hiệu quang tại CO bao gồm hai quá trình là tạo sóng mang và điều chế dữ liệu đường xuống. Các công nghệ đường xuống khác nhau tại CO được đề xuất trong rất nhiều các nghiên cứu, cụ thể bao gồm:

Các kĩ thuật điều chế trực tiếp gồm hai kĩ thuật điều chế trực tiếp được đề xuất là sử dụng laser điều chế trực tiếp [54,62,107,111] và laser điều chế trực tiếp với khóa bơm quang (Optical Injection Locking - OIL) [11,39,89,145]. Trong sơ đồ sử dụng laser điều chế trực tiếp, laser được điều chế trực tiếp với tín hiệu đường xuống tại tần số MMW mong muốn. Với kĩ thuật này, sơ đồ bên phát sẽ đơn giản và giảm thiểu chi phí, tuy nhiên hiệu năng của hệ thống sẽ bị giới hạn bởi một số nhược điểm của bộ điều chế laser. Một mặt, hiện tượng chirp tần số, tính phi tuyến lớn, và nhiễu RIN cao gây ra kém ổn định về tần số và hiệu năng hệ thống giảm [54]. Mặt khác, tần số điều chế tối đa bị giới hạn bởi đỉnh cộng hưởng của laser. Ngay cả khi các tần số cộng hưởng trên 20 GHz được giả định (37 GHz [87], 40 GHz [106]), tần số tối đa trong hệ thống RoF cũng bị hạn chế dưới 25 GHz [62,107,111].

Ưu điểm của sơ đồ điều chế trực tiếp sử dụng khóa bơm quang OIL là hiện tượng chirp được cải thiện đáng kể [145], nhiễu cường độ tương đối giảm và hiệu ứng phi tuyến giảm. Với các cải thiện này, một hệ thống MMW-RoF hoạt động ở băng 60 GHz có thể mang 3Gbps dữ liệu đường xuống [11,39]. So với cấu hình điều chế trực tiếp không sử dụng OIL, công suất tiêu thụ và chi phí hệ thống tăng lên do sử dụng nhiều thiết bị hơn. Năm 2015, Liqing Gan cùng các tác giả đã đề xuất sơ đồ tạo tín hiệu millimet quang sử dụng FP laser (Fabry-Perot Laser - FPL) được khóa bơm quang và được điều chế trực tiếp [89]. Trong sơ đồ đó, một trong các băng tần bậc cao từ laser sơ cấp (Master Laser - ML) được sử dụng để bơm vào FPL. Kết quả là tín hiệu quang ở băng tần milimet có nhiều pha thấp được tạo ra. Sơ đồ này không yêu cầu bộ điều chế ngoài, các thiết bị băng tần cao, công suất bơm quang cao, hay bất kỳ bộ lọc quang nào.

Các kĩ thuật điều chế ngoài: để khắc phục các nhược điểm của phương pháp điều chế trực tiếp, phương pháp điều chế ngoài là một giải pháp dễ dàng nhất. Có hai kĩ thuật cho phương pháp điều chế ngoài đó là kĩ thuật điều chế ngoài không sử dụng nhân tần số quang (Optical Frequency Multiple - OFM) và kĩ thuật điều chế ngoài sử dụng OFM. Bộ điều chế ngoài không sử dụng OFM thường được sử dụng

là bộ điều chế MZM, bộ điều chế hấp thụ điện EAM, hay điều pha (Phase Modulator - PM).

Trong sơ đồ điều chế ngoài không sử dụng OFM, bộ điều chế ngoài (External Modulator - EM) được sử dụng để điều chế dữ liệu vào sóng liên tục từ laser đưa tới. Nhược điểm chính của kỹ thuật này là hạn chế băng tần điều chế của bộ điều chế ngoài và độ phức tạp của các kỹ thuật điện liên quan. Việc tạo tín hiệu ở băng tần milimet sử dụng các bộ điều chế băng rộng và bộ dao động nội ở tần số milimet sử dụng EAM [134,139], MZM [42,66] và PM [90] đã được nghiên cứu. Trong các hệ thống điều chế cường độ ngoài truyền thống, ánh sáng liên tục ở đầu ra laser được điều chế để tạo ra sóng mang quang và hai băng tần quang (Optical Double Side Band - ODSB). Ảnh hưởng của tán sắc sắc thể làm cho các thành phần phổ tín hiệu truyền qua phân hệ ODN có sự dịch pha khác nhau, dẫn đến làm giảm công suất của tín hiệu RF tại BS [59]. Ảnh hưởng của tán sắc có thể được cải thiện bằng cách truyền một băng tín hiệu quang (Optical Single Side Band - OSSB). Một số kỹ thuật tạo tín hiệu OSSB đã được nghiên cứu và công bố như sử dụng bộ lọc quang [73,91], sử dụng bộ điều chế MZM hai cực [43,53]. Trong tài liệu [43], các tác giả đã đề xuất một sơ đồ điều chế OSSB mới dựa trên coupler lai ghép 120 độ và bộ điều chế MZM hai cực điều khiển. Sơ đồ này cho hiệu năng tốt hơn sơ đồ điều chế OSSB truyền thống sử dụng coupler lai ghép 90 độ.

Với kỹ thuật điều chế ngoài không sử dụng OFM, chi phí cho bộ điều chế ngoài (External Modulator – EM) và bộ dao động điện tăng lên khi tần số ở băng tần milimet tăng lên. Để khắc phục nhược điểm này, kỹ thuật điều chế ngoài sử dụng nhân tần số quang OFM đã được đề xuất để tạo ra các tín hiệu MMW mà chỉ cần sử dụng bộ dao động nội điện hoạt động ở tần số trung tần. Có hai phương pháp được đề xuất cho kỹ thuật OFM. Phương pháp đầu tiên là tận dụng việc tạo ra các hài bậc cao khi qua bộ điều chế ngoài. Sóng liên tục từ laser được điều chế ngoài với tần số trung tần f_i là hài bậc thấp của tần số milimet mong muốn. Bằng việc định thiên hợp lý và điều chỉnh chỉ số điều chế thích hợp, các hài bậc cao được tạo ra và các băng cách biệt bởi f_i được tạo ra tại đầu ra của bộ điều chế ngoài. Sau đó, hai băng

cách nhau một khoảng f_{mm} được lựa chọn bằng cách sử dụng bộ lọc quang [109]. Phương pháp thứ hai thực hiện OFM là sử dụng triệt sóng mang trong sơ đồ ODSB-SC [14,120]. Tuy nhiên, ODSB rất nhạy cảm với tán sắc sợi quang, nên phương pháp để tạo ra OSSB và tận dụng ưu điểm của OFM đồng thời được đề xuất trong [126,127,160].

Sử dụng các nguồn laser đa mode: Các nguồn laser đa mode như FPL, MLL (Mode-Locked Laser), hay laser hai mode, đã thu hút được sự chú ý của nhiều nhà nghiên cứu bởi chi phí thấp hơn nhiều các bộ điều chế ngoài có băng tần rộng và số lượng lớn các laser độc lập. Các nguồn ánh sáng đa mode có thể được sử dụng theo hai cách khác biệt là dùng làm bộ tạo đa sóng mang và dùng để tạo ra các mode khác nhau cho việc tạo tần số milimet. Trong sơ đồ sử dụng laser hai bước sóng, hai bước sóng quang được tạo tại đầu ra của laser có sự cách biệt về tần số bằng với tín hiệu milimet mong muốn. Dữ liệu đường xuống được điều chế vào cả hai bước sóng đó bằng cách sử dụng bộ điều chế ngoài [52], cho truyền dẫn 155Mbps ở băng tần 40 GHz. Gần đây, hệ thống MMW-RoF sử dụng laser hai bước sóng với nhiều pha thấp đã được đề xuất trong [22].

Đối với các cấu hình sử dụng MLL, các MLL được sử dụng để tạo ra các sóng mang ở băng tần milimet. Trong tài liệu [47], MLL thụ động được sử dụng để tạo ra sóng mang 39.9 GHz, trong [38], MLL tích cực được dùng để tạo ra sóng mang 37.1 GHz. Đối với các hệ thống MMW-RoF, các MLL đã được sử dụng để tạo ra sóng mang cho việc truyền dữ liệu, khoảng cách giữa các mode bằng với tần số milimet mong muốn, do vậy sóng mang đầu ra của MLL được điều chế với dữ liệu đường xuống nhờ bộ EM. Sử dụng cấu hình này, trong [122], MLL thụ động được sử dụng để tạo ra sóng mang và điều chế với dữ liệu đường xuống sử dụng bộ điều chế MZM và trong [143], sóng mang từ MLL tích cực được điều chế với 3 Gbps dữ liệu sử dụng bộ điều chế MZM. Ngoài ra, phương pháp điều chế trực tiếp cũng được đưa ra trong [99], trong đó sóng mang 54.8 GHz từ MLL được điều chế với 3.03 Gbps dữ liệu.

Trộn hai sóng quang: Các nguồn laser đa mode không phải là cách duy nhất để tạo ra hai bước sóng quang mà hiệu của chúng nằm trong băng sóng milimet. Hai sóng quang từ hai laser với các tần số bức xạ cách biệt nhau bởi tần số mong muốn có thể được trộn để tạo ra các tín hiệu milimet mong muốn [58,123]. Các sóng quang này có thể là cùng pha hoặc khác pha, phụ thuộc vào các kỹ thuật được thực hiện ở mỗi cấu hình.

Đối với trường hợp hai sóng quang từ hai laser có pha không tương quan, hai laser độc lập với các bước sóng λ_1 và λ_2 có khoảng cách biệt bằng với tần số milimet mong muốn được kết hợp nhờ bộ ghép sóng quang (Optical Coupler - OC). Cấu trúc này được đề xuất để truyền thông tin được điều chế trực tiếp [123] hoặc điều chế ngoài [4,64]. Sơ đồ này mặc dù đơn giản, phù hợp để tạo ra các tần số milimet cao với khả năng điều chỉnh tần số milimet đó, tuy nhiên, độ chính xác của tần số milimet tạo ra phụ thuộc vào việc trôi tần số bức xạ của các laser được điều khiển bởi nhiệt độ và nhiễu pha cao được tạo ra cùng với quá trình tạo ra tín hiệu milimet.

Đối với trường hợp sử dụng hai laser có tương quan về pha, một laser sơ cấp được điều chế trực tiếp bởi một sóng có tần số f_i để tạo ra các băng tần tách biệt nhau bởi f_i . Đầu ra của laser sơ cấp (Master laser – ML) được tách ra bởi bộ OC và được chèn vào hai laser thứ cấp (Slaver Laser - SL), hai laser này được khóa vào hai băng điều chế (λ_1 và λ_2) có khoảng cách bằng với tần số milimet. Các tín hiệu này sau đó được ghép lại bằng bộ OC thứ hai. Bằng việc khóa tần số của hai laser thứ cấp, độ ổn định của tần số milimet tạo ra được đảm bảo [50]. Với cấu hình này, vấn đề về nhiễu pha và độ không chính xác tần số được kiểm soát. Ưu điểm chính của phương pháp trộn hai laser là không phải sử dụng các thiết bị hoạt động ở tần số cao tại CO, và do đó, tần số milimet tối đa chỉ bị hạn chế bởi băng tần của PD tại BS.

b. Kiến trúc mạng phân phối quang

Như đã đề cập ở trên, phân hệ ODN kết nối các BS với phân hệ CO. Các phần tử của ODN phụ thuộc trực tiếp vào các sơ đồ đã lựa chọn tại BS và CO để truyền

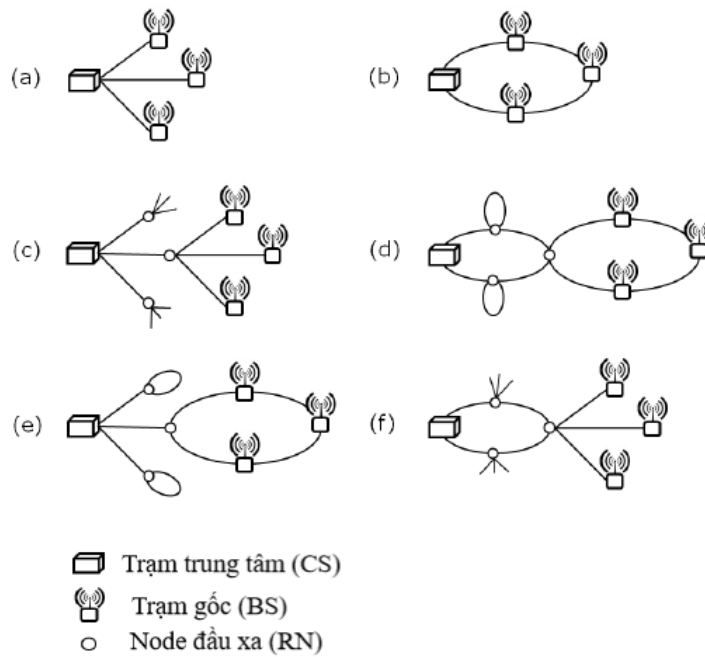
dẫn dữ liệu vô tuyến đường lên và đường xuống. Đã có nhiều nghiên cứu về các kiến trúc cũng như các công nghệ hỗ trợ cho ODN, cụ thể như sau:

Về loại sợi quang: trong những năm gần đây, có rất nhiều loại sợi quang được nghiên cứu sử dụng cho hệ thống MMW-RoF như sợi đơn mode (Single Mode Fiber - SMF), sợi đa mode (Multimode Fiber - MMF), sợi quang polymer (Polymer Fiber - POF), và sợi quang hai lớp vỏ (Double Clad Fiber - DCF). Lựa chọn loại sợi quang phụ thuộc vào đặc tính của mạng và các tài nguyên khả dụng. Sợi SMF là loại sợi quang đã được kiểm định trước đó cho ứng dụng trong nhà và ngoài trời để truyền tải tín hiệu milimet, tuy nhiên khi sợi này được triển khai, chi phí lắp đặt lại là một vấn đề cần quan tâm. Do đó, một số nhóm nghiên cứu đã đề xuất các phương pháp mới để thiết kế các hệ thống RoF sử dụng sợi quang có chi phí thấp. Các sợi đa mode MMF cũng đã được thử nghiệm sử dụng cho hệ thống MMW-RoF, trong hệ thống này tác giả đề xuất sử dụng kỹ thuật OFM tại CO để có thể khắc phục được tán sắc mode khi qua sợi đa mode [10]. Một liên kết quang điểm điểm sử dụng điều chế ngoài đã được thử nghiệm để truyền dẫn tín hiệu vô tuyến ở băng tần 30 GHz qua sợi đa mode sử dụng kỹ thuật OFM [97]. Sợi POF cũng đã được đề xuất như là giải pháp với chi phí thấp cho các mạng khoảng cách ngắn [149]. Trong [155], hệ thống MMW-RoF truyền tải 500 Mbps dữ liệu qua 100 m sợi quang POF chiết suất bậc đã được thử nghiệm thành công. Do tán sắc mode của POF và sự sai khác mode giữa sợi SMF và POF (ODN sử dụng POF, nhưng các kết nối quang trong CO và BS lại dùng sợi SMF), liên kết quang đó chịu thêm suy hao 30dB. Suy hao này có thể được bù bằng cách sử dụng các bộ khuếch đại quang. Các ảnh hưởng của tán sắc mode có thể được khắc phục bằng cách sử dụng định dạng điều chế hạn chế tán sắc như ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing – OFDM). Ảnh hưởng của tán sắc được cải thiện tốt hơn bằng cách giữ khoảng cách đảm bảo giữa các sóng mang con. Gần đây, Motoharu Matsuura và Jun Sato đã đề xuất sử dụng sợi quang DCF cho hệ thống MMW-RoF hai hướng [103]. Trong đó, sợi DCF có lõi đơn mode được sử dụng đồng thời cho truyền tải dữ liệu đường lên và đường xuống.

Về cấu hình ODN: cấu hình ODN của hệ thống MMW-RoF phải đảm bảo được tính tin cậy cao, tính mềm dẻo tốt và khả năng mở rộng mạng tốt. Một số cấu hình tùy chọn cho ODN như hình sao, hình vòng, vòng đa mức, sao đa mức, lai ghép sao vòng và lai ghép vòng sao được mô tả trong hình 1.8 [51]. Tài liệu [51] đã chứng minh rằng cấu hình đa vòng (hình 1.8d) cho hiệu năng tốt nhất cho các mạng RoF lớn trong đó hàng nghìn BS được kết nối tới một CO. Cấu hình cho hiệu năng tốt thứ hai là cấu hình lai ghép vòng sao (hình 1.8f), cho phép khả năng mở rộng tốt hơn bởi có thể dễ dàng mở rộng thêm các BS mới. Cấu hình hình sao thể hiện độ tin cậy thấp nhất, cho phép khoảng cách liên kết quang dài nhất, nhưng sự cố bất kỳ xảy ra ở một đoạn sợi quang nào cũng sẽ làm cô lập BS tương ứng. Trong cấu hình hình sao, BS không có khả năng định tuyến tín hiệu tới các hướng khác trừ khi sơ đồ bảo vệ được triển khai. Cấu hình hình vòng phù hợp với chiều dài sợi quang ngắn hơn với độ tin cậy cao hơn và hiệu năng tốt hơn. Hiệu năng của mạng hình vòng tốt hơn là do BS được giả thiết có khả năng sử dụng đường quang khác để truyền và nhận dữ liệu nếu có lỗi xảy ra.

Các công nghệ khuếch đại quang: các bộ khuếch đại quang được sử dụng để bù suy hao truyền dẫn trong các liên kết có khoảng cách dài và phân nhánh. Nói cách khác, khuếch đại quang cho phép kéo dài khoảng cách từ CO tới các BS và tăng số lượng các BS trong mạng, tức là tăng khả năng mở rộng, tăng tính mềm dẻo của mạng, làm tăng hiệu năng của hệ thống. Trong [166], bộ khuếch đại Raman (Distributed Raman Amplifier - DRA) và EDFA sử dụng trong mạng WDM MMW-RoF được so sánh. Trong cấu hình thử nghiệm, các bộ khuếch đại được sử dụng để làm tăng công suất trong đường xuống và khuếch đại trước công suất đường lên cho hệ thống MMW-RoF hoạt động tại 1550 nm sử dụng sơ đồ OSSB. Kết quả thử nghiệm đã đưa ra các hạn chế của các sơ đồ khuếch đại. Đối với trường hợp sử dụng bộ khuếch đại EDFA để bù tăng công suất do suy hao, điểm bão hòa của hệ số khuếch đại làm hạn chế công suất quang trên mỗi kênh. Trong khi trường hợp sử dụng EDFA làm bộ tiền khuếch đại, tỉ số tín hiệu quang trên nhiễu (Optical signal to noise ratio - OSNR) là hạn chế nổi bật nhất. Trong khi đó, bộ khuếch đại

DRA cho hiệu năng tốt hơn do triệt được ảnh hưởng của điểm bão hòa hệ số khuếch đại trong đường lên và cải thiện được hiệu năng trong đường xuống so với EDFA. Ngoài ra, DRA có thiết kế đơn giản hơn bằng cách tận dụng sợi quang trong ODN làm môi trường khuếch đại.



Hình 1.8. Các cấu hình ODN [51]: (a) Hình sao, (b) Hình vòng, (c) Hình sao đa mức, (d) Hình vòng đa mức, (e) Hình sao vòng, (f) Hình vòng sao

Gần đây hơn, trong [152], sự suy giảm công suất được phân tích cho hệ thống WDM RoF sử dụng điều chế trực tiếp và điều chế ngoài với bộ khuếch đại EDFA hoặc SOA (Semiconductor Optical Amplifier). Bốn cấu hình hệ thống khác nhau được đề xuất sử dụng kết hợp điều chế (trực tiếp hoặc điều chế ngoài) và các công nghệ khuếch đại khác nhau (EDFA hoặc SOA). Kết quả cho thấy khi sử dụng điều chế trực tiếp hay điều chế ngoài cùng với bộ khuếch đại EDFA thì công suất suy giảm nhỏ, khoảng 2 dB. Nhưng khi sử dụng SOA, công suất suy giảm được cải thiện. Tuy nhiên, khi sử dụng SOA, tín hiệu bị méo đặc biệt khi sử dụng trong hệ thống WDM có số kênh lớn [133].

c. Cấu trúc BS

Chức năng chính của BS trong hệ thống MMW-RoF là để truyền tải tín hiệu milimet tới và từ các đầu cuối người sử dụng (User Equipment - UE) trong vùng phủ của nó. Do các BS được kết nối với CO qua sợi quang, chức năng biến đổi quang điện và biến đổi điện quang được thực hiện tại BS. Yếu tố chính để hệ thống MMW-RoF có thể được triển khai trong thực tế là việc triển khai BS phải có chi phí thấp và tiêu thụ công suất thấp. Điều này có thể thực hiện bằng cách sử dụng các cấu kiện tích hợp và đơn giản, với thiết bị điện và quang tối giản, có mức tiêu thụ công suất thấp nhất có thể. Một số cấu hình BS sử dụng các công nghệ tiên tiến đã được đề xuất để đạt được mục tiêu này. Do số lượng BS trong mạng MMW-RoF có thể rất lớn, nên cấu hình BS không sử dụng laser rõ ràng có ưu điểm hơn hẳn các cấu hình có laser về khả năng mở rộng và tiêu thụ công suất. Một đặc điểm quan trọng nữa trong cấu hình BS là tránh sử dụng các mạch điện hoạt động ở tần số milimet. Do vậy, các cấu hình BS có khả năng thực hiện biến đổi quang - điện - quang cho truyền dẫn đường xuống và đường lên sử dụng bộ thu phát quang tích hợp được xem là thiết bị cốt lõi để hỗ trợ các mạng vô tuyến hoạt động ở băng tần milimet. Hầu hết các nghiên cứu đều đưa ra cấu hình BS không sử dụng laser, tín hiệu quang nhận được từ CO được xử lý và sử dụng lại để điều chế với dữ liệu đường lên trước khi truyền ngược lại CO. Ưu điểm nữa của việc không sử dụng laser tại BS là việc cấp phát bước sóng và giám sát tài nguyên có thể được thực hiện tập trung tại CO. Một số sơ đồ BS không sử dụng laser đã được đề xuất, bao gồm sử dụng điều chế ngoài tại BS cho đường lên [62,139] sử dụng RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier) [12,40,63,94,164] và sử dụng EAT (Electro Absorption Transceiver) tại BS [84,138].

1.5.2.2 Các nghiên cứu về đánh giá hiệu năng của hệ thống

Trong thời gian gần đây, nhiều nghiên cứu liên quan đến việc phân tích và đánh giá hiệu năng các hệ thống MMW-RoF đã được thực hiện. Hiệu năng của hệ thống này có thể được đánh giá dựa trên tham số tỉ lệ lỗi bit BER hoặc độ lớn vector lỗi (Error Vector Magnitude - EVM). BER được định nghĩa là tỉ số lỗi bit trong truyền dẫn, còn EVM là trung bình sự sai khác về độ lớn giữa chòm sao tham chiếu

và chòm sao nhận được tại một điểm xác định trong hệ thống. Một số tác giả đã kiểm chứng hiệu năng hệ thống RoF tại UE, có xét đến ảnh hưởng của kênh vô tuyến và kiến trúc UE [1,6,25,28,57,80,95,116,146,161] trong khi một số tác giả khác lại chỉ tập trung vào ảnh hưởng của vùng RoF bằng cách tính toán và phân tích hiệu năng hệ thống tại đầu ra của PD tại BS [30,104,126,140,163].

Do vậy, việc phân tích hiệu năng hệ thống có thể được chia thành hai phần, bao gồm phân hệ truyền dẫn quang và phân hệ truyền dẫn vô tuyến.

Phân hệ truyền dẫn quang: trong miền quang, suy giảm hiệu năng hệ thống chủ yếu do suy hao, tán sắc, hiệu ứng phi tuyến và các nguồn nhiễu gây ra. Các nguồn nhiễu chính trong phân hệ truyền dẫn quang của liên kết RoF gồm nhiễu cường độ tương đối (RIN) từ các nguồn ánh sáng, nhiễu bức xạ tự phát được khuếch đại (Amplified Spontaneous Emission – ASE) của các bộ khuếch đại quang và nhiễu nhiệt và nhiễu nỏ tại PD [124]. Ngoài ra, việc trộn các thành phần quang khác nhau tại PD cũng gây ra biến đổi pha – biên độ và do đó gây ra chirp tần số, đồng thời tán sắc sợi quang cũng làm tăng công suất nhiễu đầu ra [136]. Các hiệu ứng phi tuyến trong hệ thống truyền dẫn RoF tại CO xảy ra là do đặc tính của các phần tử trong các bộ thu phát như LD trong điều chế trực tiếp hay MZM trong điều chế ngoài. Bên cạnh đó, hiệu ứng phi tuyến còn xảy ra trong quá trình truyền lan ánh sáng trên sợi quang khi cường độ trường quang trong lõi sợi đủ lớn [55] và từ bộ khuếch đại quang trong ODN tích cực [152,166]. Tán sắc sợi quang là một vấn đề nghiêm trọng ngay cả khi chiều dài sợi quang tương đối ngắn đối với các sơ đồ điều chế hai băng ODSB. Khi hai băng này được trộn với sóng mang quang trong PD tại BS, tín hiệu đầu ra bị suy giảm, mức độ suy giảm phụ thuộc vào tần số milimet sử dụng và độ dài sợi quang. Có rất nhiều sơ đồ hệ thống MMW-RoF tại CO được nghiên cứu và đề xuất nhằm cải thiện ảnh hưởng của tán sắc, trong đó sơ đồ điều chế một băng quang OSSB đã được quan tâm nhiều trong thời gian gần đây. Trong [105], các tác giả đã đưa ra sơ đồ điều chế OSSB sử dụng hai bộ điều chế MZM mắc nối tiếp để khắc phục ảnh hưởng của tán sắc cho các hệ thống truyền dẫn đường dài. Các nguồn nhiễu nổi trội trong ODN tích cực là từ các bộ khuếch đại

quang, đối với ODN thụ động, ảnh hưởng của hiệu ứng xuyên kênh trong băng đến hiệu năng hệ thống khi cả tín hiệu đường lên và đường xuống cùng được truyền qua cùng sợi quang cần được xem xét. Ngoài ra, các hiệu ứng trộn bốn sóng (Four-Wave Mixing - FWM) cũng làm suy giảm hiệu năng hệ thống sử dụng hai hoặc nhiều tín hiệu quang được truyền trên cùng sợi quang [136].

Phân hệ truyền dẫn vô tuyến: Công suất tín hiệu tại đầu vào bộ thu tín hiệu milimet tại UE và BS, được xác định bởi công suất liên kết vô tuyến, phụ thuộc vào công suất phát, suy hao kênh vô tuyến và các hệ số khuếch đại của anten phát và thu. Do đó, các đặc tính truyền dẫn đối với các kịch bản cụ thể cho hệ thống RoF như mô hình truyền tầm nhìn thẳng LOS, mô hình truyền không trực tiếp (None Line of Sight – NLOS), mô hình truyền điểm – điểm và mô hình truyền đa điểm cần được xem xét. Hệ thống thu phát ở băng tần milimet cũng cần được thiết kế cẩn thận để có thể khắc phục được các ảnh hưởng của fading đa đường. Thành tựu trong nghiên cứu chế tạo anten, bộ khuếch đại công suất ở băng tần milimet, các bộ khuếch đại tạp âm thấp, các bộ dao động điều khiển bằng điện áp, các bộ trộn, các bộ biến đổi tương tự - số và các đặc tính kênh milimet đã cho phép nâng cao hơn hiệu năng liên kết vô tuyến ở băng tần milimet của hệ thống RoF.

Có nhiều nghiên cứu thực nghiệm đã xét đến kênh vô tuyến trong cấu hình thử nghiệm [6,25,95]. Tuy nhiên, các nghiên cứu này chỉ mới xét liên kết vô tuyến ở khoảng cách ngắn. Một số nghiên cứu khác trong phân tích hiệu năng cũng đã tính đến phân hệ truyền dẫn vô tuyến với ảnh hưởng của suy hao mà chưa tính đến ảnh hưởng của fading đa đường.

1.5.2.3 Các nghiên cứu về giải pháp cải thiện hiệu năng của hệ thống

Nhằm giảm thiểu ảnh hưởng của các yếu tố trong kênh quang và kênh vô tuyến nói trên, 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 làm giảm nhiễu hệ thống; (2) các kỹ thuật làm giảm ảnh hưởng của tán sắc sợi quang; và (3) các kỹ thuật cải thiện hiệu quả phổ tần quang.

1) Nhóm các kỹ thuật làm giảm nhiễu hệ thống

Gần đây, một số giải pháp kỹ thuật làm giảm nhiễu hệ thống RoF đã được các nhà nghiên cứu đề xuất. Giải pháp sử dụng sơ đồ tách sóng cân bằng để giảm nhiễu hệ thống được đề xuất trong [66]. Một số nghiên cứu khác đã đề xuất giải pháp sử dụng khóa bơm quang để làm giảm nhiễu hệ thống [11,86,125]. Khóa bơm quang là một công nghệ được sử dụng để có công suất đầu ra của LD lớn mà nhiễu cường độ và nhiễu pha thấp [11,86,125] bằng cách lấy trường quang đầu ra của laser sơ cấp có công suất thấp và nhiễu thấp bơm vào laser thứ cấp có công suất ra cao. Trong sơ đồ này, laser thứ cấp bị cưỡng bức hoạt động ở tần số của laser bơm, khi mà tần số này đủ gần với tần số hoạt động tự do của nó. Khi sử dụng khóa bơm quang, đỉnh dao động hồi phục của laser tăng lên, do đó tăng được băng tần điều chế của laser. Hơn nữa, laser này có thể được điều chế trực tiếp tại các tần số gần với tần số tại đỉnh dao động hồi phục mà không làm tăng nhiễu RIN. Chính vì vậy, khi sử dụng OIL, tín hiệu quang có công suất cao và độ chính xác cao được tạo ra, như vậy đạt được tỉ số SNR cao.

2) Nhóm các kỹ thuật làm giảm ảnh hưởng của tán sắc sợi quang

Tán sắc làm dẫn xung tín hiệu và gây ra suy giảm công suất ở phía thu, dẫn đến tăng tỉ lệ lỗi bit của hệ thống truyền tín hiệu vô tuyến ở băng tần milimet qua sợi quang. Để khắc phục ảnh hưởng của tán sắc, các sợi dịch tán sắc có thể được sử dụng. Ngoài ra, một số giải pháp đã được nghiên cứu và đề xuất nhằm khắc phục ảnh hưởng này như sử dụng các sơ đồ điều chế đơn băng hay triệt sóng mang, sử dụng các cách tử sợi quang,... Trong [37,53,81], ảnh hưởng của tán sắc sợi quang có thể được cải thiện đáng kể nhờ sử dụng các sơ đồ điều chế OSSB và OCS bởi với sơ đồ này chỉ tồn tại một sự sai khác pha giữa thành phần sóng mang và một băng tần hoặc giữa hai băng tần với nhau. Sử dụng cách tử quang sợi để làm giảm tán sắc cũng đã được nghiên cứu [72]. Một giải pháp khác được đề xuất để khắc phục tán sắc là tận dụng ưu điểm của tự điều chế pha. Tự điều chế pha gây ra bởi hiệu ứng phi tuyến của sợi quang. Hiệu ứng này trở nên có ý nghĩa khi công suất phát quang đưa vào sợi quang lớn. SPM tạo ra sự biến đổi của tần số theo thời gian (chirp) có

dấu ngược với chirp gây ra bởi tán sắc [45]. Do đó, SPM có thể được sử dụng để làm giảm ảnh hưởng của tán sắc. Ở đề xuất này, bộ khuếch đại quang được sử dụng để tăng công suất phát quang và do đó tăng cường hiệu ứng SPM xảy ra trong sợi quang. Nhược điểm của đề xuất này là phải sử dụng bộ khuếch đại quang và do đó có thêm nhiễu phát xạ tự phát (ASE) của bộ khuếch đại. Hơn nữa, các hiệu ứng phi tuyến khác cũng xảy ra trong sợi quang như hiệu ứng điều chế pha chéo (XPM). Trong [60], kỹ thuật liên hợp pha quang (Optical phase conjugator - OPC) được sử dụng để loại bỏ sự sai khác pha gây ra bởi tán sắc giữa băng trên và băng dưới trong điều chế hai băng. Tín hiệu ODSB chịu sự suy giảm công suất do tán sắc gây ra bởi sự sai khác pha giữa băng trên và băng dưới của tín hiệu quang. Suy giảm công suất này có thể giảm thiểu bằng cách đổi hai băng ở giữa độ dài sợi quang. Đề xuất này đảm bảo rằng dịch pha do tán sắc là giống nhau ở cả băng trên và băng dưới, từ đó loại trừ được sự sai khác pha có hại.

3) Nhóm các kỹ thuật cải thiện hiệu quả phổ tần quang

Đối với các hệ thống MMW-RoF, các kỹ thuật ghép phân chia theo bước sóng đan xen bước sóng (WI-WDM) được xem như là giải pháp làm tăng hiệu quả sử dụng phổ tần quang [15,19,61]. Trong hệ thống WI-WDM, khoảng cách tần số giữa sóng mang quang tại $f_{c,i} = \frac{\omega_{c,i}}{2\pi}$ Hz và băng tần của nó tại $\frac{s_i}{2\pi}$ Hz cao hơn khoảng cách tần số $\Delta f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ Hz giữa các sóng mang kế cận, do đó tạo ra phổ đan xen. Kỹ thuật này mang lại hiệu quả sử dụng phổ tần quang cao, tuy nhiên hệ thống lại yêu cầu các kỹ thuật phức tạp cho việc tách ghép tín hiệu.

1.6 ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU

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

Qua khảo sát và phân tích các kết quả nghiên cứu trong và ngoài nước ở trên, nghiên cứu sinh đã tổng kết lại các nghiên cứu đã công bố gần đây theo hai loại, gồm các nghiên cứu làm thực nghiệm (bảng 1.1) và các nghiên cứu phân tích lý thuyết (bảng 1.2).

Như chỉ ra trong bảng 1.1, hầu hết các nghiên cứu làm thực nghiệm chỉ xét ở cự ly sợi quang rất ngắn (tối đa 20 km) và sử dụng sợi đơn mode làm môi trường truyền dẫn từ CS tới BS. Một số ít các nghiên cứu xem xét đến ghép kênh WDM trong sợi quang [1] và xem xét truyền dẫn song hướng [116]. Về phía phân hệ vô tuyến, các nghiên cứu hầu hết chỉ xét ở khoảng cách vài đến vài chục mét (tối đa 20 m) và hầu như không sử dụng phân tập không gian.

Bảng 1.1. Các nghiên cứu thực nghiệm

Các nghiên cứu	Phân hệ quang				Phân hệ vô tuyến	
	Cự ly	Loại sợi	Ghép kênh	Song/đơn hướng	Cự ly	Phân tập không gian
[116]	10 km	SMF	không	Song hướng	3 m	MIMO 2x2
[1]	20 km	SMF	WDM	Đơn hướng	20 m	không
[95]	4.5 km	SMF	không	Đơn hướng	0,8 m	không
[80]	10 km	SMF	Không	Đơn hướng	10 m	không
[146]	250 m	MMF	không	Đơn hướng	3 m	không
[161]	10 km	SMF	không	Đơn hướng	3 m	không
[104]	20 km	SMF	không	Đơn hướng	0 m	không
[25]	1 km	SMF	không	Đơn hướng	4 m	MIMO 2x2
Nghiên cứu của luận án	Đến 50 km	SMF/MCF	Không gian	Đơn/song hướng	100 m	MIMO 4x4/8x8

Có không nhiều các nghiên cứu phân tích lý thuyết liên quan đến hiệu năng hệ thống như được tổng hợp trong bảng 1.2. Hầu hết các nghiên cứu này chỉ xét đến ảnh hưởng của nhiễu và hiệu ứng phi tuyến của bộ thu phát mà chưa phân tích được ảnh hưởng của tán sắc cũng như hiệu ứng phi tuyến của sợi quang lên hiệu năng hệ

thống MMW-RoF. Hơn nữa, các nghiên cứu lý thuyết này không xét đến ảnh hưởng của kênh vô tuyến như suy hao và fading lên hiệu năng hệ thống.

Bảng 1.2. Các nghiên cứu phân tích lý thuyết

Các nghiên cứu	Ảnh hưởng của phân hệ quang				Ảnh hưởng của phân hệ vô tuyến	
	<i>Nhiều</i>	<i>Phi tuyến của bộ thu phát</i>	<i>Tán sắc</i>	<i>Phi tuyến sợi quang</i>	<i>Suy hao</i>	<i>Fading</i>
[148]	không	có	không	không	không	không
[140]	có	có	không	không	không	không
[30]	có	có	không	có	không	không
[122]	có	không	không	không	không	không
Nghiên cứu của luận án	có	có	có	không	có	có

Như vậy, có một số vấn đề chưa được xem xét đến trong các nghiên cứu đã công bố, cụ thể như sau:

a) Hạn chế trong các nghiên cứu về cấu trúc hệ thống

Trong các nghiên cứu trước đây, mạng truy nhập vô tuyến (RAN) kết nối mạng lõi và các trạm gốc thường có cấu hình đơn chặng và chỉ sử dụng một loại phương tiện kết nối là sợi quang hoặc truyền dẫn vô tuyến. Mỗi phương tiện truyền dẫn này đều có hạn chế riêng như tính không linh hoạt của sợi quang, dung lượng và chất lượng hạn chế của các đường truyền vô tuyến. RAN đám mây (C-RAN), gần đây, được đề xuất sử dụng cấu hình hai chặng với cả đường truyền sợi quang và vô tuyến nhờ công nghệ MMW-RoF [116]. Tuy nhiên, trong nghiên cứu này ảnh hưởng của đường truyền vô tuyến mới được khảo sát ở cự ly rất hạn chế.

Các nghiên cứu trước đây thường tập trung đề xuất kiến trúc hệ thống MMW-RoF đơn hướng (đường lên hoặc đường xuống). Một số hệ thống RoF song hướng đã được đề xuất [24,63,78,103,135], tuy nhiên, các nghiên cứu này chưa xem xét đến tuyến truyền dẫn vô tuyến MMW.

b) Hạn chế trong các nghiên cứu về phân tích và đánh giá hiệu năng

Các nghiên cứu trước đây chủ yếu tập trung vào phân tích và đánh giá hiệu năng của hệ thống MMW-RoF dưới ảnh hưởng của một vài tham số riêng biệt mà chưa khảo sát đồng thời ảnh hưởng của đầy đủ các yếu tố trong truyền dẫn quang và vô tuyến. Thông thường, các nghiên cứu trước đây chỉ tập trung khảo sát hiệu năng tuyến truyền dẫn quang RoF [30,104,126,140,148,163] và độc lập với tuyến truyền dẫn vô tuyến MMW. Theo đó, phần ảnh hưởng của kênh vô tuyến cũng chưa được đánh giá cùng với các ảnh hưởng của kênh quang một cách đầy đủ. Ngoài ra, hiệu năng của hệ thống MMW-RoF được đo thử nghiệm với điều kiện hạn chế của trang thiết bị dẫn đến các kết quả phân tích hiệu năng chưa đầy đủ với ít kịch bản ứng dụng.

c) Hạn chế trong các nghiên cứu về giải pháp cải thiện hiệu năng

Các giải pháp cải thiện hiệu năng truyền dẫn cho hệ thống MMW-RoF mà các nhà nghiên cứu đã đưa ra trước đây cũng thường chỉ được tập trung cho tuyến RoF [1,11,15,19,61,66] như cải thiện dung lượng sợi quang với kỹ thuật ghép kênh phân cực hoặc WDM. Giải pháp cải thiện hiệu năng đồng thời của cả tuyến RoF và tuyến MMW chưa được quan tâm nhiều. Hơn nữa, các nghiên cứu trước đây thường tập trung đánh giá, cải thiện hiệu năng lớp vật lý, mà chưa lượng hóa được các ảnh hưởng từ lớp vật lý của hệ thống MMW-RoF lên các tham số hiệu năng lớp cao hơn như thông lượng của hệ thống.

1.6.2 Hướng nghiên cứu của luận án

Dựa trên khảo sát và phân tích các nghiên cứu liên quan, nghiên cứu sinh vạch ra các hướng nghiên cứu của luận án là nghiên cứu khảo sát, đánh giá hiệu năng và đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống truyền dẫn lai ghép hai chặng (chặng truyền dẫn quang có dây sử dụng công nghệ RoF kết hợp với chặng truyền dẫn vô tuyến tại dải sóng MMW) dựa trên công nghệ MMW-RoF ứng dụng trong mạng truy nhập vô tuyến băng rộng, cụ thể như sau:

- + Xây dựng mô hình giải tích khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh hưởng đồng thời của các tham số hệ thống, bao gồm các tham số của

đường truyền quang, thiết bị thu phát quang, đường truyền vô tuyến và thiết bị thu phát vô tuyến.

- + Đề xuất sử dụng ghép kênh không gian trong cả sợi quang và đường truyền vô tuyến nhằm cải thiện dung lượng hệ thống MMW-RoF. Xây dựng mô hình giải tích và mô phỏng khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF sử dụng ghép kênh không gian.
- + Đề xuất mô hình kiến trúc hệ thống MMW-RoF song hướng ứng dụng trong mạng truy nhập vô tuyến băng rộng với giải pháp nâng cao thông lượng của hệ thống. Xây dựng mô hình giải tích đánh giá hiệu năng, cho thấy tính khả thi và ưu điểm của hệ thống đã đề xuất.

Sự khác biệt, các đóng góp mới của luận án so với các công trình nghiên cứu liên quan được chỉ ra trong các bảng 1.1 và 1.2.

1.7 KẾT LUẬN CHƯƠNG 1

Nội dung Chương 1 đã trình bày tổng quan về cấu trúc, các tham số hiệu năng và các yếu tố ảnh hưởng lên hiệu năng của hệ thống MMW-RoF. Các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến hệ thống MMW-RoF cũng đã được tổng kết. Qua khảo sát và phân tích các kết quả nghiên cứu đã công bố, những hạn chế trong các nghiên cứu này được chỉ ra. Từ đó, hướng nghiên cứu của luận án đã được vạch ra, đó là nghiên cứu khảo sát, đánh giá hiệu năng và đề xuất các giải pháp cải thiện hiệu năng của hệ thống truyền dẫn hai chặng dựa trên công nghệ MMW-RoF ứng dụng trong mạng truy nhập vô tuyến băng rộng trong tương lai.

CHƯƠNG 2: KHẢO SÁT HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF

Tóm tắt ⁽¹⁾: Chương 2 trình bày về các tham số và mô hình toán học của các tham số của các thiết bị trong hệ thống MMW-RoF, kênh quang và kênh vô tuyến. Cũng trong chương này, mô hình giải tích khảo sát toàn diện hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh của các tham số hệ thống bao gồm các tham số của đường truyền quang, thiết bị thu phát quang, đường truyền vô tuyến và thiết bị thu phát vô tuyến được xây dựng. Kết quả nghiên cứu của Chương 2 về khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF được đánh giá trong các kịch bản ứng dụng khác nhau gồm kịch bản ứng dụng cho kết nối tời người dùng di động [C1], [C2], [J1] và kịch bản ứng dụng cho kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến [J4].

2.1 ĐẶT VẤN ĐỀ

Hệ thống MMW-RoF là một hệ thống truyền thông lai ghép giữa thông tin sợi quang và thông tin vô tuyến, do vậy nó chịu ảnh hưởng của cả hai môi trường này. Hiệu năng của hệ thống MMW-RoF bị suy giảm do ảnh hưởng của các nguồn nhiễu và phi tuyến do liên kết truyền dẫn quang gây ra [91]. Ngoài ra, hiệu năng của hệ thống này còn chịu tác động của môi trường vô tuyến như suy hao và fading.

Như đã trình bày trong mục 1.5, có rất nhiều nghiên cứu liên quan đến việc phân tích và đánh giá hiệu năng hệ thống MMW-RoF. Các nghiên cứu gần đây cũng đã xét đến ảnh hưởng của kênh vô tuyến [57,116,146]. Tuy nhiên, hầu hết các nghiên cứu này chỉ khảo sát hiệu năng hệ thống với ảnh hưởng của kênh vô tuyến với cự ly còn hạn chế. Hơn nữa, các nghiên cứu đều là thử nghiệm, chưa có phân tích lý thuyết. Một số các nghiên cứu khác [30,122,140,148] cũng đã phân tích hiệu năng hệ thống dưới các ảnh hưởng của các tham số hệ thống. Tuy nhiên, các tác giả trong các nghiên cứu này cũng mới chỉ xem xét đến ảnh hưởng của các nguồn nhiễu

¹ Nội dung của Chương 2 đã được công bố trên 01 bài báo đăng trên tạp chí quốc tế ISI [J4], 01 bài báo trên tạp chí Khoa học và Công nghệ [J1], 01 bài báo trên tạp chí Khoa học công nghệ Thông tin và Truyền thông [J2], và 02 báo cáo tại Hội nghị quốc tế IEEE NICS 2015 [C1] và IEEE NICS 2016 [C2].

và hiệu ứng phi tuyến trong các bộ thu phát mà chưa tính đến ảnh hưởng của tán sắc cũng như hiệu ứng phi tuyến sợi quang. Hơn nữa, trong các nghiên cứu này phân hệ vô tuyến đã bị bỏ qua, nghĩa là chỉ xét hiệu năng hệ thống tại đầu ra bộ tách sóng quang.

Có thể thấy rằng hiệu năng của hệ thống MMW-RoF chịu ảnh hưởng của nhiều yếu tố khác nhau trong cả phân hệ quang và phân hệ vô tuyến, gồm các nguồn nhiễu sinh ra từ các bộ thu phát, méo phi tuyến trên sợi quang cũng như trên phần tử thu phát, tán sắc sợi quang, suy hao và fading kênh vô tuyến. Sự ảnh hưởng của từng yếu tố là khác nhau trong từng điều kiện truyền dẫn cụ thể. Do vậy, việc đánh giá hiệu năng hệ thống dưới ảnh hưởng của đồng thời các yếu tố này là rất quan trọng và khó khăn. Để có thể đánh giá hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh hưởng của đầy đủ hơn các tham số trong cả phân hệ quang và phân hệ vô tuyến. Trước hết, ảnh hưởng của các tham số lên hiệu năng hệ thống được phân tích. Tiếp đó, một mô hình hệ thống MMW-RoF đường xuống được đưa ra và từ đó hiệu năng hệ thống được phân tích đánh giá dưới tác động của các tham số này.

2.2 CÁC THAM SỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF

2.2.1 Các tham số bộ thu phát

2.2.1.1 Các nguồn nhiễu

Các nguồn nhiễu trong các hệ thống thông tin quang bao gồm nhiễu cường độ tương đối RIN của Laser, nhiễu pha của laser, nhiễu nỏ của PD và nhiễu nhiệt của bộ khuếch đại và bộ thu [54]. Các nguyên nhân gây ra các loại nhiễu này đã được trình bày trong chương 1. Trong phần này, các công thức toán học mô tả công suất nhiễu điện tương đương được trình bày.

Công suất nhiễu RIN được tính như sau [54]:

$$\begin{aligned}\sigma_{RIN}^2 &= (RIN_{Lasers} + RIN_{phase}) \cdot I_{av}^2 \cdot B_n \\ &= K_{RIN} \cdot I_{av}^2 \cdot B_n\end{aligned}\tag{2.1}$$

trong đó, RIN_{Lasers} là nhiễu cường độ tương đối từ các laser, RIN_{Phase} là nhiễu biên độ từ nhiễu pha sang nhiễu cường độ, I_{av} là dòng quang điện trung bình và B_n là băng tần nhiễu hiệu dụng của bộ thu. K_{RIN} là giá trị phụ thuộc vào thiết bị, được tính bằng dB/Hz (thường nhận giá trị khoảng -150dB/Hz).

Nhiều tại bộ thu quang (tại BS cho đường xuống hoặc CO cho đường lên) gây ra bao gồm nhiễu nỏ, nhiễu dòng tối PD và nhiễu nhiệt. Công suất nhiễu nỏ được xác định bởi [54]:

$$\sigma_{shot}^2 = 2qI_{av}B_n \quad (2.2)$$

trong đó, q là điện tích electron.

Vì dòng tối (I_d) cũng tạo ra nhiễu nỏ, nên nhiễu nỏ tổng sẽ được tính như sau:

$$\sigma_{shot}^2 = 2q(I_{av} + I_d)B_n \quad (2.3)$$

Nhiều nhiệt là nhiễu sinh ra do sự chuyển động nhiệt ngẫu nhiên của các điện tử bên trong điện trở tải gây nên sự thăng giáng về dòng. Công suất nhiễu nhiệt được mô tả bởi công thức sau [54]:

$$\sigma_{th}^2 = 4K_B T B_n / R_L \quad (2.4)$$

trong đó, K_B là hằng số Boltzmann, T là nhiệt độ Kelvin và R_L là điện trở tải tại đầu ra PD.

2.2.1.2 Méo phi tuyến

Méo phi tuyến gây ra bởi bộ thu phát trong hệ thống MMW-RoF bao gồm méo phi tuyến gây ra bởi nguồn quang trong điều chế trực tiếp, méo phi tuyến gây ra bởi bộ điều chế ngoài (MZM) và méo phi tuyến gây ra bởi bộ tách sóng quang. Do đặc tính điều chế của LD chỉ tuyến tính trong một khoảng nhất định, khi đưa tín hiệu RF vào điều chế trực tiếp nguồn LD sẽ làm cho tín hiệu bị méo nếu không lựa chọn điểm làm việc cẩn thận để đảm bảo nguồn quang làm việc ở vùng tuyến tính.

Trong điều chế ngoài, bộ điều chế MZM được sử dụng để điều chế tín hiệu dữ liệu vào sóng mang quang từ LD. Khi đó LD chỉ phát ánh sáng liên tục nên không

gây ra hiệu ứng phi tuyến, ảnh hưởng phi tuyến lại là do đặc tính phi tuyến của bộ MZM.

Tại các bộ tách sóng quang, tín hiệu được tách sóng theo luật bình phương, vì thế, các thành phần không mong muốn sẽ xuất hiện tại đầu ra bộ tách sóng. Một trong các thành phần không mong muốn ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống đó là thành phần phi tuyến bậc hai, đây chính là đặc trưng cho nhiễu phi tuyến gây ra bởi bộ tách sóng quang. Trong khuôn khổ của luận án, nhiễu phi tuyến gây ra bởi bộ tách sóng quang được xem xét.

2.2.1.3 Các tham số khác

Các tham số khác ảnh hưởng đến chất lượng hệ thống và đã được khảo sát trong luận án gồm chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM và hệ số khuếch đại của bộ thu APD.

Chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM cũng là một tham số gây méo tín hiệu do đó làm suy giảm hiệu năng hệ thống. Khi chỉ số điều chế quá thấp thì hiệu quả điều chế không cao. Tuy nhiên, nếu chỉ số điều chế quá cao thì sẽ gây ra méo tín hiệu. Điều này được khảo sát trong chương này của luận án.

Do có cơ chế khuếch đại dòng nên hệ số khuếch đại của APD tăng M_A lần so với đáp ứng của PD. Tùy thuộc vào vật liệu chế tạo APD khác nhau mà dải giá trị của M_A sẽ nhận các giá trị khác nhau (ví dụ $M_A = 10-40$ với vật liệu sử dụng là InGaAs).

2.2.2 Các tham số của kênh quang

Khi sóng vô tuyến được truyền trên sợi quang, nó cũng sẽ chịu các ảnh hưởng của sợi quang như suy hao, tán sắc, hay các hiệu ứng phi tuyến. Tuy nhiên, đối với các hệ thống khác nhau thì mức độ ảnh hưởng của các yếu tố này cũng khác nhau. Đối với các hệ thống MMW-RoF có tốc độ cao và cự ly thường tương đối lớn, yếu tố chủ yếu ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống là suy hao và tán sắc.

2.2.2.1 Suy hao sợi quang

Công suất tín hiệu sẽ bị suy giảm khi truyền qua sợi quang do tín hiệu bị hấp thụ, tán xạ, hay do uốn cong. Suy hao do hấp thụ trong sợi quang gồm hai loại đó là suy hao do hấp thụ của vật liệu chế tạo sợi và suy hao do hấp thụ của các tạp chất còn sót lại trong sợi. Suy hao do tán xạ Rayleigh sinh ra từ sự thăng giáng về mật độ mức vi mô và sự thăng giáng về thành phần trong thủy tinh do có sự pha tạp để thay đổi chiết suất thủy tinh. Những thăng giáng này đều dẫn đến sự biến đổi ngẫu nhiên về chiết suất ở cỡ nhỏ hơn bước sóng và trở thành các tâm tán xạ. Các biến đổi chiết suất này gây ra tán xạ ánh sáng gọi là tán xạ Rayleigh. Suy hao do uốn cong xảy ra trong quá trình lắp đặt sợi quang.

Nếu $P(0)$ là công suất quang đi vào trong sợi (tại $y = 0$) thì công suất $P(y)$ tại khoảng cách y sẽ giảm xuống còn:

$$P(y) = P(0)\exp(-\alpha y), \quad (2.4)$$

trong đó, α là hệ số suy hao của sợi quang có đơn vị là dB/km, thường có giá trị là 0,2 dB/km [54].

2.2.2.2 Tán sắc sợi quang

Đối với các hệ thống MMW-RoF, các sợi quang đơn mode thường được sử dụng. Do đó, loại tán sắc ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống là tán sắc sắc thể (tán sắc vận tốc nhóm). Ảnh hưởng của tán sắc này đến hiệu năng hệ thống còn phụ thuộc vào các sơ đồ tách sóng của hệ thống, gồm sơ đồ tách sóng trực tiếp (Direct Detection - DD) và trộn sóng (tạo phách) từ xa (remote heterodyne detection - RHD).

Đối với sơ đồ tách sóng trực tiếp DD, tán sắc gây ra sự suy giảm hiệu năng hệ thống do méo pha của hai băng điều chế so với sóng mang của tín hiệu quang. Trong sơ đồ tách sóng RHD, tán sắc làm suy giảm hiệu năng hệ thống do méo pha và nhiễu pha do sự không tương quan của hai sóng mang quang được truyền đi. Hơn nữa, hai sóng mang quang thường truyền trên hai tuyến đường khác biệt trước khi chúng được kết hợp trên một sợi quang. Điều này cũng tạo ra sự không tương

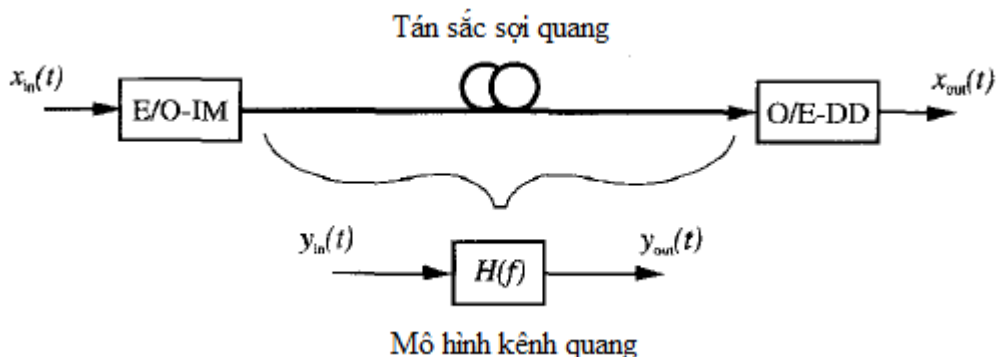
quan nếu hai tuyến đường đó không được cân bằng tuyệt đối. Dưới đây, ảnh hưởng của tán sắc lên từng sơ đồ tách sóng sẽ được xem xét chi tiết.

a. Ảnh hưởng của tán sắc trong mô hình sử dụng tách sóng trực tiếp DD

Tán sắc sắc thể có ảnh hưởng nghiêm trọng đến khoảng cách truyền dẫn của hệ thống MMW-RoF sử dụng mô hình điều chế cường độ tách sóng trực tiếp (Intensity Modulation - Direct Detection - IM-DD). Mô hình hệ thống IM-DD được mô tả như trong hình 2.1 [151].

Tín hiệu vô tuyến ở băng tần milimet $x_{in}(t)$ được điều chế vào sóng mang quang bằng bộ điều chế cường độ. Tín hiệu quang đầu ra $y_{in}(t)$ được truyền qua sợi quang tới bộ tách sóng. Tại bộ tách sóng, tín hiệu quang thu được $y_{out}(t)$ được tách sóng trực tiếp và tạo thành tín hiệu $x_{out}(t)$. Nếu môi trường truyền dẫn là lý tưởng thì $x_{in}(t)$ bằng $x_{out}(t)$. Tuy nhiên, do suy hao, đặc tính phi tuyến của các bộ điều chế và tách sóng, và do tán sắc sợi quang, hai tín hiệu này không thể bằng nhau.

Trong hệ thống IM-DD, tín hiệu ở băng tần milimet được mang ở hai băng trên và dưới của sóng mang quang. Do ảnh hưởng của tán sắc và độ lệch tần số lớn giữa hai băng và sóng mang quang, pha của mỗi thành phần phổ của tín hiệu quang được truyền, $y_{in}(t)$, sẽ có sự thay đổi khác nhau. Sau quá trình tách sóng, sự sai khác pha đó sẽ dẫn đến suy giảm công suất của tín hiệu ở băng milimet khôi phục được, $x_{out}(t)$, và do đó làm giảm hiệu năng hệ thống (giảm tỉ số sóng mang trên nhiễu C/N).



Hình 2.1. Hệ thống IM-DD [151]

Để đánh giá sự suy giảm hiệu năng do tán sắc sợi quang, sợi quang được mô hình hóa như một bộ lọc thông dải (như trong hình 2.1) có hàm truyền đạt $H(f)$ và dưới ảnh hưởng của tán sắc, sự suy giảm tỉ số C/N ($\Delta C/N$) được tính như sau [151]:

$$\Delta C/N = 10 \log \left| \frac{X'_{out}(f_{mm})}{X_{out}(f_{mm})} \right|^2 \quad (2.5)$$

trong đó $X'_{out}(f_{mm})$ là công suất tín hiệu nhận được khi không tính đến ảnh hưởng của tán sắc sợi quang, $X_{out}(f_{mm})$ là công suất tín hiệu nhận được khi tính đến ảnh hưởng của tán sắc sợi quang và f_{mm} là tần số sóng milimet.

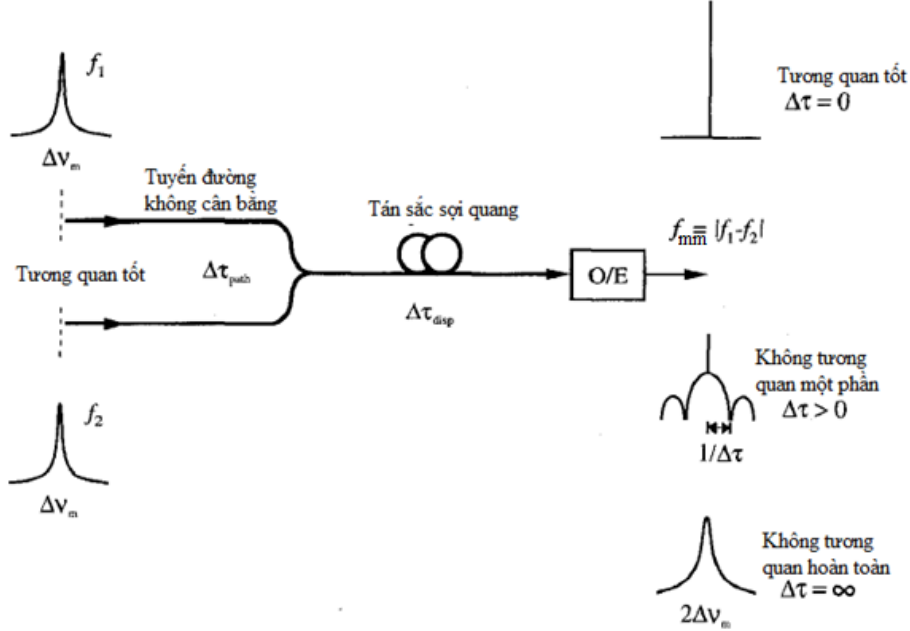
b. Ảnh hưởng của tán sắc đến mô hình tách sóng tạo phách từ xa

Hệ thống MMW-RoF sử dụng tách sóng RHD được dựa trên quá trình truyền dẫn đồng thời hai sóng mang quang có pha tương quan trên cùng sợi quang. Hai tín hiệu quang này có tần số tương ứng là f_1 và f_2 , có độ lệch tần số là tần số sóng milimet mong muốn $f_{mm} = |f_2 - f_1|$. Sơ đồ nguyên lý chung cho hệ thống MMW-RoF sử dụng tách sóng RHD được thể hiện trên hình 2.2. Hai tín hiệu quang được truyền dẫn trong sợi quang là cùng pha. Nếu môi trường truyền dẫn hoàn hảo, không có ảnh hưởng của sợi quang hay các thiết bị quang khác, hai sóng quang này vẫn có sự tương quan về pha tại bộ tách sóng tạo phách từ xa. Kết quả là, tín hiệu tạo ra sẽ ở tần số f_{mm} .

Tuy nhiên, do ảnh hưởng của tán sắc, hai sóng mang quang sẽ có sự khác biệt về trễ truyền dẫn, $\Delta\tau_{disp}$, khi chúng được truyền qua sợi quang. Hơn nữa, nếu hai tín hiệu quang này trước khi được kết hợp truyền trên cùng sợi quang, truyền trên các tuyến đường tách biệt, không được cân bằng, thì chúng sẽ chịu ảnh hưởng của trễ lan truyền sai khác của tuyến đường, $\Delta\tau_{path}$. Như vậy, tổng sai khác trễ truyền dẫn được tính như sau [151]:

$$\Delta\tau = (\Delta\tau_{path} + \Delta\tau_{disp}) \quad (2.6)$$

Sự sai khác này tạo ra sự không tương quan về pha một phần hay toàn phần như chỉ ra trong hình 2.2.



Hình 2.2: Nguyên lý của hệ thống MMW-RoF sử dụng tách sóng tạo phách từ xa [151]

Thành phần trễ sai khác gây ra do tán sắc phụ thuộc vào chiều dài sợi quang L , bước sóng quang, độ lệch tần số của hai tín hiệu quang và hệ số tán sắc sợi quang, được biểu diễn bằng biểu thức [151]:

$$\Delta\tau_{disp} = D.L.\frac{\lambda^2}{c}.f_{mm} \quad (2.7)$$

Phần trễ sai khác do hai tín hiệu quang được đi trên hai tuyến đường khác nhau trước khi được ghép chung trên một sợi quang, được xác định bởi:

$$\Delta\tau_{path} = \pm \frac{\Delta L_{path}.n}{c} \quad (2.8)$$

trong đó, ΔL_{path} là sự sai khác tuyến đường và n là chỉ số chiết suất của vật liệu. Dấu cộng trừ thể hiện ảnh hưởng này cùng chiều hay ngược chiều với trễ do tán sắc. Tổng trễ này sẽ gây ra nhiễu pha lên tín hiệu milimet, có công suất như sau [151]:

$$\sigma_{CD}^2 = \int_0^{B_n} \frac{2\Delta\nu_m}{\pi f^2} \cdot \{1 - \cos(2\pi f \Delta\tau)\} df \quad \text{với } B_n \ll \frac{1}{\Delta\tau} \quad (2.9)$$

$$\approx 2\pi\Delta\nu_m B_n (\Delta\tau)^2$$

trong đó, $\Delta\nu_m$ là độ rộng phổ toàn phần tại nửa cực đại của laser. Ngoài ra, trễ sai khác này còn gây ra sự suy giảm về hiệu năng (tỉ số C/N), được xác định như sau [151]:

$$\Delta C / N = 10 \log \frac{1}{\exp(-2\pi\Delta\nu_m\Delta\tau)} \quad (2.10)$$

2.2.3 Các tham số kênh vô tuyến

Khi tín hiệu được phát đi qua kênh truyền vô tuyến, bị che chắn bởi các tòa nhà, núi non, cây cối ..., tín hiệu bị phản xạ, tán xạ, nhiễu xạ... và phía thu sẽ nhận được nhiều phiên bản khác nhau của tín hiệu theo nhiều đường khác nhau. Hiện tượng này được gọi chung là fading do truyền dẫn đa đường.

Hiện tượng fading trong kênh vô tuyến có thể được phân thành hai loại: fading phạm vi hẹp (small-scale fading) và fading phạm vi rộng (large-scale fading) hay suy hao. Fading phạm vi rộng thể hiện sự suy giảm công suất trung bình tín hiệu hoặc suy hao kênh truyền do sự di chuyển trong một vùng rộng, hay khoảng cách giữa anten phát và anten thu là tương đối lớn. Các thống kê về hiện tượng fading phạm vi rộng cho phép ta ước lượng độ suy hao kênh truyền theo hàm của khoảng cách. Fading phạm vi hẹp thể hiện sự thay đổi đáng kể ở biên độ và pha tín hiệu. Điều này xảy ra là do sự thay đổi nhỏ trong vị trí không gian (nhỏ khoảng nửa bước sóng) giữa anten phát và anten thu.

2.2.3.1 Fading phạm vi rộng và suy hao trong kênh vô tuyến

Fading phạm vi rộng chính là sự biến thiên về biên độ trung bình hay công suất trung bình của tín hiệu nhận được khi môi trường truyền dẫn là kênh đa đường. Khi khoảng cách giữa anten phát và anten thu khá lớn và tăng dần, tín hiệu nhận được sẽ giảm dần và được mô hình theo kênh suy hao phạm vi rộng, có suy hao tổng là P_L được xác định bởi [158]:

$$P_{L[dB]} = P_{Tx[dBm]} + G_{Tx[dBi]} + G_{Rx[dBi]} - P_{Rx[dBm]} \quad (2.11)$$

trong đó, P_{Tx} là công suất phát tại anten phát có hệ số khuếch đại G_{Tx} , P_{Rx} là công suất thu được tại anten thu có hệ số khuếch đại G_{Rx} . Do đó, công suất tín hiệu nhận được được tính theo công thức [158]:

$$P_{Rx[dBm]} = P_{Tx[dBm]} + G_{Tx[dBi]} + G_{Rx[dBi]} - P_{L[dB]} \quad (2.12)$$

Trong các hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng sóng microwave, suy hao truyền dẫn chủ yếu là do suy hao môi trường tự do (free space loss) gây ra. Tuy nhiên, trong các hệ thống sử dụng băng sóng MMW, suy hao truyền dẫn còn do rất nhiều các yếu tố khác như suy hao do các phân tử khí như oxy, hơi nước và do mây mưa gây ra. Do vậy, tổng suy hao trong kênh truyền sóng MMW được tính bởi:

$$P_L = P_{fs} + P_{at} + P_{rain} = 20 \log \frac{4\pi d f_{mm}}{c} + (\gamma_{ox} + \gamma_{wv} + \gamma_{rain}) d \quad (2.13)$$

trong đó P_{fs} là suy hao không gian tự do, P_{at} là suy hao do sự hấp thụ của khí quyển bao gồm sự hấp thụ của oxy, hơi nước và P_{rain} là suy hao do mưa. Tiếp theo, d là khoảng cách vô tuyến, f_{mm} là tần số sóng mang MMW, c là tốc độ ánh sáng trong chân không và γ_{ox} , γ_{wv} , γ_{rain} là các hệ số suy hao gây ra bởi phân tử oxy, hơi nước và do mưa.

Sự hấp thụ của oxy phụ thuộc vào khoảng cách kênh vô tuyến và tần số và mạnh nhất tại tần số 60GHz [49]. Hệ số hấp thụ của oxy được xác định theo công thức:

$$\gamma_{ox[dB/km]}(f_{[GHz]}) = \begin{cases} 15,1 - 0,104 \times (f - 60)^{3,26} & 60 \leq f \leq 63 \\ 11,35 + (f - 63)^{2,25} - 5,33 \times (f - 63)^{1,27} & 63 \leq f \leq 66 \end{cases} \quad (2.14)$$

Hệ số suy hao do hấp thụ của hơi nước tại nhiệt độ bề mặt 20°C, tần số nhỏ hơn hoặc bằng 350GHz được xác định như sau [49]:

$$\gamma_{wv[dB/km]} = \left[0,067 + \frac{2,4}{(f - 22,3)^2 + 6,6} + \frac{7,33}{(f - 183,5)^2 + 5} + \frac{4,4}{(f - 323,8)^2 + 10} \right] \times f^2 \times \rho_{wv} \times 10^{-4} \quad (2.15)$$

trong đó, ρ_{wv} là mật độ hơi nước, tính bằng g/m^3 .

Với độ ẩm 42% tại 20°C, mật độ hơi nước bằng 7,5 g/m³. Khi đó hệ số hấp thụ của hơi nước tại tần số 60GHz bằng $\gamma_{wv[dB/km]} = 0,1869$.

Và suy hao do hấp thụ của các phân tử khí:

$$P_{at} = (\gamma_{ox} + \gamma_{wv}) \times d \quad (2.16)$$

Khi kênh vô tuyến chịu ảnh hưởng của mưa, tín hiệu sẽ bị suy hao dưới tác động của các hạt mưa và phụ thuộc vào tốc độ mưa khác nhau như trong bảng 2.1 [33].

Bảng 2.1. Hệ số suy hao do mưa.

Hệ số suy hao do mưa (dB/km) tại các tần số	Tốc độ mưa (mm/h)	
	25	50
60 GHz	10,1	17,9
63 GHz	10,4	18,2
66 GHz	10,6	18,5

2.2.3.2 Fading phạm vi hẹp

Như đã trình bày ở trên, fading phạm vi hẹp trong kênh truyền dẫn đa đường xảy ra do sự chồng chập của các sóng với sự sai pha khác nhau đến từ hướng khác nhau bởi sự phản xạ, khúc xạ, tán xạ từ các tòa nhà, cây cối và các vật thể khác. Kênh đa đường này có thể được mô hình hóa bằng kênh đa đường biến đổi theo thời gian (phổ biến và được sử dụng nhiều nhất), còn được gọi là mô hình kênh có phân bố Rayleigh và mô hình kênh có phân bố Rice. Các mô hình kênh này mô tả sự thăng giáng theo thời gian của biên độ và pha theo các hàm phân bố thống kê.

Mô hình kênh fading có phân bố Rayleigh là mô hình nổi tiếng cho fading phạm vi hẹp, mô tả phân bố đường bao tín hiệu thu được cho các kênh mà không có đường truyền trực tiếp (LOS) nào giữa bên phát và bên thu, nghĩa là tín hiệu thu được qua các đường không trực tiếp (NLOS) giữa bên phát và bên thu.

Trong kênh fading này, tỉ số SNR tức thời trên bit (γ) là biến ngẫu nhiên với hàm phân bố xác suất (PDF), $P_\gamma(\gamma)$, được xác định như sau [83]:

$$P_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (2.17)$$

trong đó, $\bar{\gamma}$ tỉ số *SNR* trung bình trên bit.

Mô hình kênh fading có phân bố Rice được sử dụng khi có một đường truyền thẳng (LOS) giữa bên phát và bên thu trong kênh truyền dẫn đa đường. Trong trường hợp này, các thành phần đa đường ngẫu nhiên đến bộ thu với những pha khác nhau được xếp chồng lên tín hiệu LOS. Khi thành phần LOS bị suy yếu, tín hiệu tổng hợp có đường bao theo phân bố Rayleigh. Vì vậy, phân bố trở thành phân bố Rayleigh trong trường hợp thành phần LOS mất đi. Phân bố xác suất của kênh fading này như sau [83]:

$$P_{\gamma}(\gamma) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \times I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right), \quad (2.18)$$

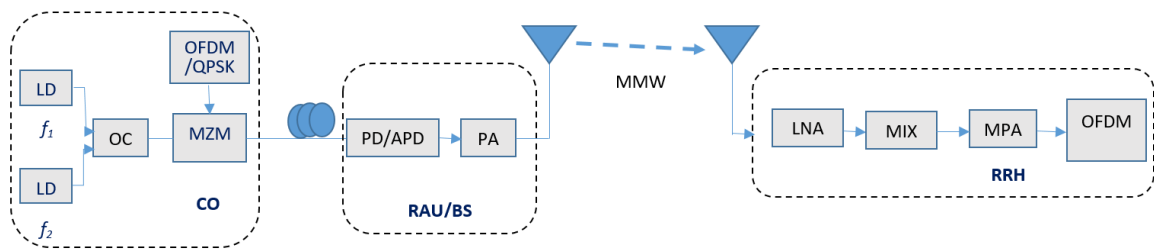
trong đó, K là hệ số Rice, I_0 là hàm Bessel sửa đổi bậc 0 loại 1.

2.3 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF

2.3.1 Mô hình hệ thống lai ghép MMW-RoF

Về cơ bản, hệ thống truyền sóng vô tuyến qua sợi quang ở băng tần millimet (MMW-RoF) bao gồm ba phân hệ con, phân hệ trung tâm (CO/CS), mạng phân phối quang (ODN) và các trạm gốc (BS). Phân hệ CO thực hiện rất nhiều chức năng phức tạp như điều chế, giải điều chế và tạo sóng mang ở băng tần millimet,... Ngược lại, BS cần thật đơn giản bởi số lượng lớn các BS được yêu cầu trong hệ thống này. Phân hệ CO kết nối với các trạm gốc BS qua ODN. Trong hệ thống này, việc truyền và tạo tín hiệu quang ở băng tần millimet là các vấn đề quan trọng, đã được rất nhiều các nhà nghiên cứu trên thế giới quan tâm. Đã có rất nhiều các nghiên cứu công bố về các phương pháp tạo tín hiệu quang, đó là phương pháp điều chế trực tiếp, điều chế ngoài, điều chế trộn các tần số và biến đổi bước sóng. Mỗi phương pháp có những ưu nhược điểm riêng của nó. Tuy nhiên, sơ đồ điều chế ngoài đang được sử dụng rộng rãi trong các thử nghiệm hệ thống MMW-RoF [71]. Chính vì vậy, sơ đồ điều chế ngoài sẽ được lựa chọn nghiên cứu như được chỉ ra trong hình 2.3.

Mô hình này được sử dụng để xét cho hai kịch bản ứng dụng khác nhau gồm kịch bản ứng dụng kết nối tới người dùng và kịch bản ứng dụng cho mạng backhaul. Đối với các ứng dụng kết nối tới người dùng, ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM) đã và đang được sử dụng rộng rãi trong các mạng LAN không dây, các mạng truy nhập băng rộng, quảng bá âm thanh số, truyền hình số và các mạng vô tuyến cá nhân. Các dạng điều chế OFDM đã được minh chứng cả về mặt lý thuyết và thực tế là có hiệu quả băng thông cao, ít bị ảnh hưởng bởi tán sắc trong sợi quang và khắc phục được méo kênh phụ thuộc vào tần số và trễ đa đường trong các liên kết vô tuyến [131]. Do đó, tín hiệu OFDM sẽ được sử dụng trong phân tích hiệu năng hệ thống lai ghép MMW-RoF cho ứng dụng kết nối người dùng. Đối với mô hình ứng dụng cho mạng backhaul, QPSK là phương pháp điều chế được sử dụng.



Hình 2.3. Mô hình hệ thống lai ghép MMW-RoF

Như chỉ ra trong hình 2.3, hai sóng mang quang được kết hợp tại bộ ghép quang (optical coupler- OC) và sau đó được điều chế với tín hiệu QPSK/OFDM tại bộ điều chế MZM (Mach Zehnder Modulator). Tín hiệu quang ở băng tần millimet được truyền qua sợi quang tới trạm gốc, tại đây tín hiệu nhận được sẽ được đưa đến bộ tách sóng quang, có thể sử dụng bộ tách sóng diode (Photodiode – PD) hoặc bộ tách sóng quang thác (Avalanche Photodiode – APD), để biến đổi thành tín hiệu điện. Về lý thuyết, tín hiệu điện ở băng tần MMW sẽ được lọc, khuếch đại và đưa đến anten để quảng bá ra môi trường vô tuyến. Tuy nhiên, để đơn giản trong hệ thống đề xuất này bỏ qua bộ lọc, tín hiệu sau tách sóng quang, ở băng tần milimet, sẽ được qua bộ khuếch đại và chuyển đến anten. Sau đó, tại bên nhận, tín hiệu nhận được sẽ được đưa đến bộ khuếch đại tạp âm thấp (Low Noise Amplifier – LNA)

trước khi nhân với tín hiệu có tần số $f_2 - f_1$ từ bộ dao động. Cuối cùng, tín hiệu QPSK/OFDM thu được sau khi qua bộ khuếch đại công suất trung bình (Medium Power Amplifier – MPA) và bộ lọc băng dải (Band Pass Filter - BPF).

2.3.2 Tỷ lệ lỗi bit BER

Hiệu năng của hệ thống MMW-RoF đường xuống đề xuất sẽ được phân tích tính toán tại RRH (Hình 2.3). Trước tiên, tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu SNR và tỉ số SDR (signal-to-distortion ratio) được tính toán. Sau đó, tỉ số $SNDR$ (signal-to-noise and distortion ratio) mô tả ảnh hưởng của cả nhiễu và méo được xem xét và được xác định như sau [23]:

$$\frac{1}{SNDR} = \frac{1}{SNR} + \frac{1}{SDR}. \quad (2.19)$$

Tiếp theo, tỉ số lỗi bit BER sẽ được mô tả như một hàm của tỉ số $SNDR$ cho trường hợp dữ liệu là tín hiệu QPSK hoặc QPSK - OFDM như sau [68]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNDR}{2}} \right), \quad (2.20)$$

trong đó, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ là hàm bù lỗi.

Cuối cùng, BER được đánh giá dưới ảnh hưởng của kênh vô tuyến trong hai mô hình kênh Rayleigh và Rice.

2.3.3 Tỷ số công suất tín hiệu trên nhiễu SNR

Trong kiến trúc đề xuất trong hình 2.3, các sóng mang từ hai laser được mô tả như sau:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= E_1 \exp j(\omega_1 t + \phi_1) \\ x_2(t) &= E_2 \exp j(\omega_2 t + \phi_2), \end{aligned} \quad (2.21)$$

trong đó E_1, E_2 , ω_1, ω_2 , và ϕ_1, ϕ_2 lần lượt là biên độ, tần số góc và pha ban đầu của các sóng mang từ hai laser. Hai tần số quang của hai LD phải thỏa mãn yêu cầu

$|f_1 - f_2|$ là tần số millimet mong muốn. Để đơn giản cho quá trình phân tích, giả sử $E_1 = E_2 = \sqrt{P_s}$, trong đó P_s là công suất sóng mang quang từ laser.

Tín hiệu OFDM với N sóng mang có thể được xác định như sau [148]:

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp[j(\omega_n + \omega_0)t], 0 \leq t \leq T_s. \quad (2.22)$$

Ở đây, N là số các sóng mang, ω_n là tần số góc của sóng mang thứ n , T_s là chu kỳ ký hiệu, X_n là ký hiệu dữ liệu trong sóng mang con thứ n và ω_0 là tần số góc của sóng mang.

Các tín hiệu quang sau bộ ghép OC và dữ liệu OFDM được điều chế tại MZM với chỉ số điều chế m (giả sử MZM hoạt động trong dải tuyến tính) và tạo ra tín hiệu sau [162]:

$$E(t) = \left[\sqrt{P_s} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \right] [1 + mS(t)]. \quad (2.23)$$

Giả sử xét đến suy hao và tán sắc sợi quang, tín hiệu quang thu được tại BS/RAU có thể được biểu diễn như sau:

$$E_r(t) = \sqrt{P_r} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) [1 + mS(t)], \quad (2.24)$$

trong đó P_r là công suất tín hiệu quang thu. Trong trường hợp này, $P_r = P_s \exp(-\alpha L) h_{CD}$, trong đó α là hệ số suy hao của sợi quang và L là khoảng cách giữa CO và RAU. h_{CD} là sự suy giảm công suất tín hiệu gây ra do tán sắc sợi quang, được mô tả bởi [23]:

$$h_{CD} = \exp(-2\pi\Delta\nu_m \Delta\tau_{disp}), \quad (2.25)$$

trong đó $\Delta\nu_m$ là độ rộng phổ toàn phần tại nửa cực đại của phổ công suất của sóng mang từ laser, $\Delta\tau_{disp}$ là sự sai lệch trễ truyền dẫn của hai sóng mang quang do tán sắc sắc thể gây ra, được biểu diễn như công thức 2.7.

Do đó, dòng quang điện (photocurrent) sau APD được tính bằng cách sử dụng luật bình phương như sau:

$$\begin{aligned}
 I(t) &= \Re M_A |E_r(t)|^2 \\
 &= \Re M_A P_r \left[\cos^2(\omega_1 t) + \cos^2(\omega_2 t) + 2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \right] [1 + mS(t)]^2 \\
 &= \Re M_A P_r \left[1 + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t) + \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] [1 + mS(t)]^2,
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

trong đó, \Re là đáp ứng và M_A là hệ số nhân của APD. Như được chỉ ra trong công thức (2.26), thành phần cuối cùng, $\cos(\omega_1 - \omega_2)t$, chính là tín hiệu ở băng tần milimet, thành phần này có thể được tách biệt bằng cách sử dụng bộ lọc băng dải. Do đó, dòng của tín hiệu ở băng tần milimet có thể được biểu diễn như sau

$$I_{mmw}(t) = \Re M_A P_r \left[\cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] [1 + mS(t)]^2. \tag{2.27}$$

Trong kiến trúc đề xuất (hình 2.3), tín hiệu sau APD sẽ được khuếch đại, chuyển tới anten và được truyền tới RRH qua kênh vô tuyến MMW. Tại RRH, tín hiệu nhận được được khuếch đại bởi bộ khuếch đại tạp âm thấp LNA và chuyển trực tiếp đến bộ trộn để trộn với tín hiệu từ bộ dao động nội có tần số f_{mm} . Tín hiệu sau bộ trộn có thể được mô tả như sau:

$$I_{mix}(t) = \frac{\Re M_A P_r \sqrt{\frac{G_P G_{Tx} G_{Rx} G_L}{P_L L_I}}}{2} \left[1 + \cos 2(\omega_1 - \omega_2)t \right] \left[1 + 2mS(t) + m^2 S^2(t) \right], \tag{2.28}$$

trong đó, G_P và G_L là hệ số khuếch đại của PA và LNA tương ứng. G_{Tx}, G_{Rx} là hệ số khuếch đại của anten phát và anten thu. L_I là suy hao thực thi của anten. P_L là suy hao trong không khí cho liên kết vô tuyến, được phân tích trong phần 2.2.3.1 (công thức 2.13). Thành phần một chiều (Direct current - DC) và thành phần có tần số $2(\omega_1 - \omega_2)$ sẽ bị loại bỏ sau bộ lọc BPF. Do đó, tín hiệu dữ liệu nhận được được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned}
I_{rec}(t) &= \Re M_A P_r \sqrt{\frac{G_P G_{Tx} G_{Rx} G_L G_M}{P_L L_I}} \left[mS(t) + \frac{m^2 S^2(t)}{2} \right] \\
&= a_1 S(t) + a_2 S^2(t),
\end{aligned} \tag{2.29}$$

trong đó, G_M là hệ số khuếch đại của MPA. Thành phần đầu tiên của công thức

(2.38), $a_1 = \Re M_A P_r m \sqrt{\frac{G_P G_{Tx} G_{Rx} G_L G_M}{P_L L_I}}$ là thành phần tuyến tính, trong khi thành

phần thứ hai, $a_2 = \frac{1}{2} \Re M_A P_r m^2 \sqrt{\frac{G_P G_{Tx} G_{Rx} G_L G_M}{P_L L_I}}$ là thành phần phi tuyến gây ra do

hiệu ứng phi tuyến của bộ tách sóng.

Tiếp theo, mật độ phổ công suất nhiễu của hệ thống đề xuất được tính toán bao gồm các nguồn nhiễu như nhiễu cường độ tương đối (RIN) từ các laser, nhiễu pha, nhiễu bộ khuếch đại và nhiễu bộ thu (gồm nhiễu nhiệt, nhiễu nỏ và nhiễu dòng tối) [9,54,96]. Tổng công suất nhiễu được tính như sau:

$$\sigma_N^2 = 2q M_A^2 F_A (\Re P_r + I_d) B_n + \frac{4 K_B T B_n}{R_L} F_n + 2RIN \Re^2 M_A^2 P_r^2 B_n, \tag{2.30}$$

trong đó, q là điện tích electron, B_n là băng tần nhiễu hiệu dụng, I_d là dòng tối, K_B là hằng số Boltzmann, T là nhiệt độ Kelvin, R_L là điện trở tải tại đầu ra APD, F_n là hệ số nhiễu của bộ khuếch đại PA và F_A là hệ số nhiễu trội của APD. F_A được xác định như sau [54]:

$$F_A(M_A) = k_A M_A + (1 - k_A)(2 - 1/M_A), \tag{2.31}$$

trong đó k_A là tỉ lệ ion hóa nhận giá trị từ 0 đến 1.

Dưới ảnh hưởng của tán sắc sắc thể sợi quang, hai tín hiệu quang chịu ảnh hưởng của sự sai khác trễ lan truyền khi chúng đi qua sợi quang. Trễ này gây ra nhiễu pha trên tín hiệu MMW được tạo ra ở đầu xa. Nhiễu pha này được xác định theo công thức (2.9).

Do vậy, tổng công suất nhiễu được biểu diễn bởi công thức:

$$\sigma_{TN}^2 = \sigma_N^2 + \sigma_{CD}^2. \quad (2.32)$$

Theo công thức (2.29) và (2.32), tỉ số SNR của hệ thống đề xuất được tính như sau:

$$SNR = \frac{P_s}{P_N} = \frac{(\mathfrak{R}M_A m P_r)^2 \sigma_d^2 G_P G_{Tx} G_{Rx} G_L G_M / P_L L_I}{\sigma_{TN}^2 G_P G_{Tx} G_{Rx} G_L G_M / P_L L_I + NF_{Rx} K_B T B_n}, \quad (2.33)$$

trong đó, NF_{Rx} là hệ số nhiễu tại bộ thu và σ_d^2 là công suất tín hiệu dữ liệu.

2.3.4 Tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu gây ra bởi méo phi tuyến SDR

Dạng méo phổ biến nhất là các dạng hài, trong đó các thành phần hài xuất hiện tại các điểm bội số nguyên của tần số đầu vào [148]. Trong phạm vi của luận án, hài bậc hai được xem xét. Đối với hài bậc hai $y(t) = S^2(t)$ hàm tự tương quan $R_y(\tau) = R_{s^2}(\tau)$ có thể được tính như sau [148]:

$$R_{s^2}(\tau) = \sigma_d^4 + 2R_s^2(\tau), \quad (2.34)$$

trong đó, $R_s(\tau)$ là hàm tự tương quan của tín hiệu $S(t)$, σ_d^2 là công suất của phổ tín hiệu dữ liệu ban đầu với $f_0 - B \leq |f| \leq f_0 + B$.

Mật độ phổ công suất PSD là biến đổi Fourier của hàm tự tương quan và có thể biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} S_{s^2}(f) &= F\langle R_{s^2}(\tau) \rangle \\ &= F\langle \sigma_d^4 \rangle + 2S_s(f) * S_s(f). \end{aligned} \quad (2.35)$$

Giả sử rằng tính phi tuyến của hệ thống được phân bố bởi chuỗi Taylor và chỉ hài bậc hai được xét đến. Tín hiệu sau APD phụ thuộc vào tín hiệu dữ liệu ban đầu $S(t)$ có thể được xác định theo công thức (2.29).

Mật độ phổ công suất méo không tương quan với tín hiệu dữ liệu được biểu diễn như sau:

$$S_{S^2}(f) = \sigma_d^4 a_2^2 \delta(f) + \frac{\sigma_d^4}{8B^2} a_2^2 [2B - |f - f_0|], \quad |f - f_0| < B \quad (2.36)$$

Hay

$$S_{S^2}(f) = \sigma_d^4 a_2^2 \delta(f) + \frac{\sigma_d^4}{4B^2} a_2^2 - \frac{\sigma_d^4}{8B^2} a_2^2 |f - f_0|, \quad |f - f_0| < B \quad (2.37)$$

trong đó, $\delta(f)$ là hàm Dirac Delta, B là băng thông của tín hiệu dữ liệu .

Từ mật độ phổ công suất méo trong công thức (2.37), công suất méo được tính như sau:

$$\begin{aligned} P_y &= 2 \int_0^B \left(\sigma_d^4 a_2^2 \delta(z) + \frac{\sigma_d^4}{4B^2} a_2^2 - \frac{\sigma_d^4}{8B^2} a_2^2 z \right) dz \\ &= \frac{19}{8} \sigma_d^4 a_2^2, \end{aligned} \quad (2.38)$$

trong đó, $z = |f - f_0|$ và $dz = df$.

Theo công thức (2.29), công suất tín hiệu dữ liệu sau APD là $a_1^2 \sigma_d^2 = (\Re m M_A P_R)^2 \sigma_d^2$, nên tỉ số SDR được tính như sau:

$$SDR = \frac{P_s}{P_y} = \frac{a_1^2 \sigma_d^2}{\frac{19}{8} a_2^2 \sigma_d^4} = \frac{8a_1^2}{19a_2^2 \sigma_d^2} = \frac{32}{19m^2 \sigma_d^2}. \quad (2.39)$$

Tỉ số SDR trong công thức (2.39) là tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu gây ra bởi méo sau APD.

2.3.5 Ảnh hưởng của kênh vô tuyến

Kênh vô tuyến trong mô hình đề xuất như hình 2.3 sử dụng băng tần milimet có thể được mô hình hóa như là kênh LOS hoặc kênh NLOS [33,76,101,129]. Trong phần này, cả hai mô hình kênh này đều được phân tích.

2.3.5.1 Mô hình kênh MMW LOS

Đối với kênh vô tuyến LOS, truyền thông tầm nhìn thẳng và anten có hướng có hệ số khuếch đại cao được yêu cầu [74,129]. Bên cạnh đó, trong các kịch bản

ngoài trời, các anten thường được gắn trên các nóc nhà hoặc các cột cao. Do vậy, kênh truyền này có thể coi là môi trường truyền trong không gian tự do. Chính vì vậy, liên kết vô tuyến MMW này hầu như chỉ chịu ảnh hưởng của suy hao đường truyền, sự hấp thụ của khí quyển và suy hao do mưa [9,17,74,129]. Khi đó, tổng suy hao truyền dẫn qua kênh MMW LOS có thể được xác định theo công thức (2.13).

2.3.5.2 Mô hình kênh MMW NLOS

Đối với mô hình kênh vô tuyến NLOS, kênh sẽ được mô hình hóa như là phân bố Rayleigh. Kênh Rayleigh được sử dụng để mô tả ảnh hưởng của fading trong môi trường truyền sóng vô tuyến trong đó không có đường truyền trực tiếp nào giữa anten phát và anten thu. Trong kênh fading này, hàm phân bố xác suất (PDF) của tỉ số SNDR tức thời trên bit (γ), $P_\gamma(\gamma)$, được xác định theo công thức (2.17).

Xác suất lỗi bit trung bình (BER) trong mô hình kênh fading có phân bố Rayleigh có thể được tính theo tích phân [101]:

$$P_b^{rayleigh} = \int_0^{\infty} P_b^{AWGN}(\gamma) P_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (2.40)$$

trong đó, $P_b^{AWGN}(\gamma)$ là xác suất lỗi của một mô hình điều chế cụ thể trong kênh AWGN không có fading. Đối với sơ đồ điều chế M -PSK, BER trong kênh AWGN được xác định bởi [79]:

$$P_{PSK}^{AWGN}(\gamma) = \frac{2}{\max(\log_2 M, 2)} \sum_{k=1}^{\max(M/4, 1)} Q\left(\sqrt{2\gamma \log_2 M} \sin \frac{(2k-1)\pi}{M}\right). \quad (2.41)$$

Đối với điều chế QPSK (với $M = 4$), BER được viết lại như sau:

$$P_{QPSK}^{AWGN}(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}), \quad (2.42)$$

trong đó, $Q(x)$ là hàm được xác định như sau [77]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (2.43)$$

Từ (2.40), (2.42), (2.43), xác suất lỗi bit trong kênh fading Rayleigh được tính như sau:

$$\begin{aligned} P_b^{rayleigh} &= \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\gamma}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \cdot \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right) d\gamma \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left[\int_0^\infty \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\sin^2 \theta}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right) d\gamma \right] d\theta. \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\text{Đặt } s = \frac{1}{\sin^2 \theta}, \text{ và } L = \int_0^\infty \exp(-\gamma s) \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right) d\gamma.$$

trong đó, L là biến đổi Laplace của $\frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right)$, do đó:

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{\gamma} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{\gamma}} \right) \\ &= \frac{\sin^2 \theta}{\gamma + \sin^2 \theta}. \end{aligned} \quad (2.45)$$

Từ công thức (2.44) và (2.45), $P_b^{rayleigh}$ có thể được viết lại như sau

$$\begin{aligned} P_b^{rayleigh} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\sin^2 \theta}{\gamma + \sin^2 \theta} d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 - \frac{\bar{\gamma}}{\gamma + \sin^2 \theta} \right) d\theta \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\gamma + \sin^2 \theta} \right) d\theta. \end{aligned} \quad (2.46)$$

Theo tài liệu [65], với $b/a > -1$ thì:

$$\int \frac{dx}{a + b \sin^2 x} = \frac{\text{sign}(a)}{\sqrt{a(a+b)}} \arctan \left(\sqrt{\frac{a+b}{a}} \tan x \right). \quad (2.47)$$

Nên,

$$\int \frac{d\theta}{\gamma + \sin^2 \theta} = \frac{1}{\sqrt{\gamma(\gamma+1)}} \arctan \left(\sqrt{\frac{\gamma+1}{\gamma}} \tan \theta \right). \quad (2.48)$$

Từ công thức (2.46), (2.48), và $\lim_{t \rightarrow \infty} \arctan(t) = \frac{\pi}{2}$, P_b^{rayleigh} có thể được tính bằng:

$$P_b^{\text{rayleigh}} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} \right). \quad (2.49)$$

2.3.6 Kết quả khảo sát hiệu năng của hệ thống MMW-RoF

Trong phần này, công cụ phần mềm Matlab được sử dụng để khảo sát hiệu năng hệ thống về mặt tỉ lệ lỗi bit dựa trên các mô hình toán học đã xây dựng từ phần 2.3.5, bao gồm các công thức (2.20) và (2.49). Tỉ lệ lỗi bit (BER) của hệ thống đề xuất (hình 2.3) được khảo sát như là một hàm của nhiều tham số, bao gồm chỉ số điều chế, công suất đầu ra laser (P_s), khoảng cách liên kết vô tuyến, tần số sóng milimet và độ dài sợi quang.

Bảng 2.2. Tham số hệ thống và hằng số.

Tên tham số	Ký hiệu	Giá trị	Tài liệu tham khảo
Hệ số suy hao của sợi quang	α	0,2 dB/km	[54,140]
Điện trở tải	R_L	50 Ω	[4]
Độ nhạy của PD	\mathfrak{R}	0,6 A/W	[4,54,148]
Hệ số nhân của APD	M_A	40	[54]
Tần số MMW	f_{mm}	60 GHz	

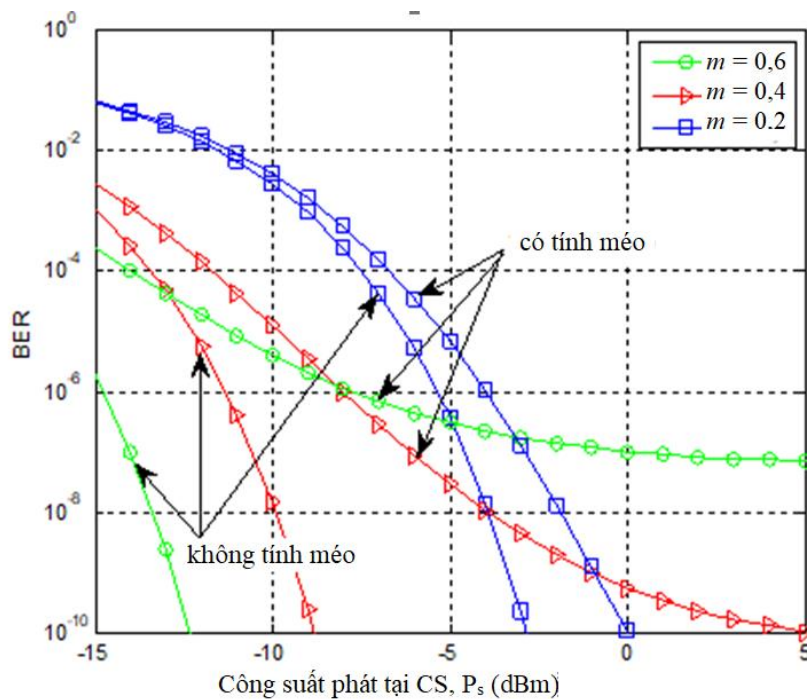
Hệ số khuếch đại LNA	G_L	3 dB	
Hệ số khuếch đại MPA	G_M	5 dB	
Hệ số khuếch đại PA	G_P	10 hoặc 25 dB	
Hệ số khuếch đại anten phát	G_{Tx}	20 dB	
Hệ số khuếch đại anten thu	G_{Rx}	10 dB	[4]
Suy hao thực thi của anten	L_l	6 dB	[4]
Hệ số nhiễu máy thu	NF_{Rx}	10 dB	
Hằng số Boltzmann	K_B	1,38e-23	
Công suất tín hiệu dữ liệu	σ_d	1	[148]
Băng tần nhiễu hiệu dụng	B_n	10 GHz	[54]
Độ rộng phổ toàn phần tại nửa cực đại của laser	$\Delta\nu_m$	12,75MHz	
Hệ số suy hao của oxygen	γ_{ox}	15,1 dB/km	[33]
Hệ số suy hao của hơi nước	γ_{wv}	0,1869 dB/km	[33]
Hệ số suy hao do mưa	γ_{rain}	23,2 dB/km	[33]

Hiệu năng của hệ thống được khảo sát theo trong các kịch bản ứng dụng khác nhau, đó là (1) kịch bản ứng dụng cho kết nối tới người dùng di động và (2) kịch bản ứng dụng cho kết nối backhaul. Trong mỗi kịch bản, các tham số hệ thống như nhiễu, méo phi tuyến, tán sắc, fading,... được xét đến. Các tham số hệ thống và giá trị tham số sử dụng trong tính toán được liệt kê trong bảng 2.2. Trong bảng này, hệ số suy hao do mưa được xét có giá trị là 23,2 dB/km. Tuy nhiên, trong tính toán tổng suy hao do mưa được giả thiết bằng 0 do khoảng cách vô tuyến là nhỏ và xét trong điều kiện trời trong. Trong khi đó, suy hao do oxygen và hơi nước vẫn được xét đến.

2.3.6.1 Kịch bản ứng dụng cho kết nối tới người dùng

Trong kịch bản này, tham số nhiễu, hiệu ứng phi tuyến của bộ tách sóng quang và suy hao kênh vô tuyến được xét đến khi phân tích hiệu năng hệ thống. Kết quả đầu tiên của kịch bản này là, tỉ số lỗi bit của hệ thống OFDM MMW-RoF được

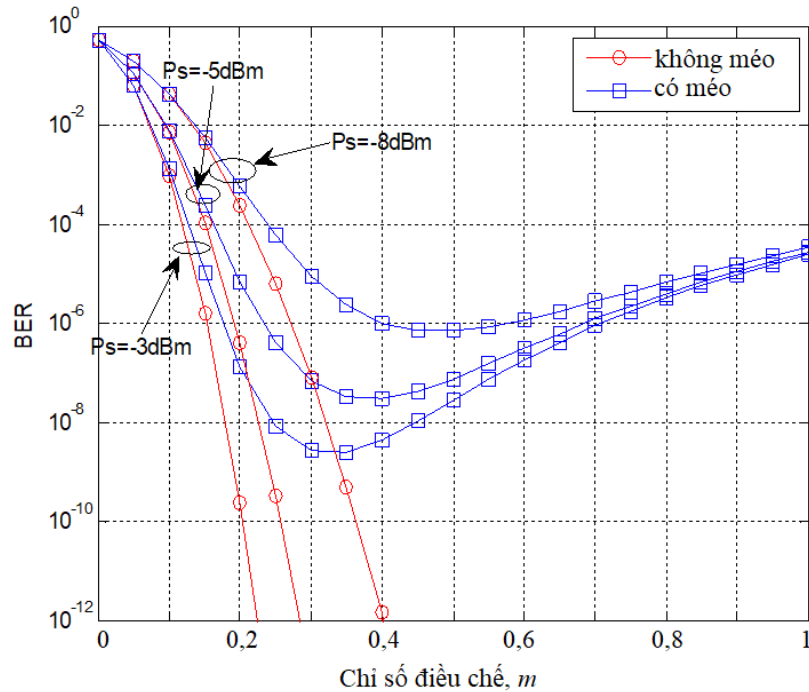
đánh giá phụ thuộc vào công suất đầu ra laser, cho cả hai trường hợp có ảnh hưởng của méo phi tuyến và không có ảnh hưởng của méo phi tuyến như hình 2.4. BER cũng được tính toán với các giá trị khác nhau của chỉ số điều chế m . Trong trường hợp không xét đến ảnh hưởng của méo phi tuyến (nghĩa là chỉ có nhiễu được xét đến), BER có thể được cải thiện bằng cách tăng công suất phát hoặc tăng chỉ số điều chế. Tuy nhiên, méo phi tuyến sẽ làm tăng tỉ số lỗi bit đặc biệt khi chỉ số điều chế tăng. Do vậy, chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM cần được lựa chọn phù hợp để đạt được BER tốt nhất.



Hình 2.4. BER phụ thuộc vào công suất phát với các chỉ số điều chế khác nhau

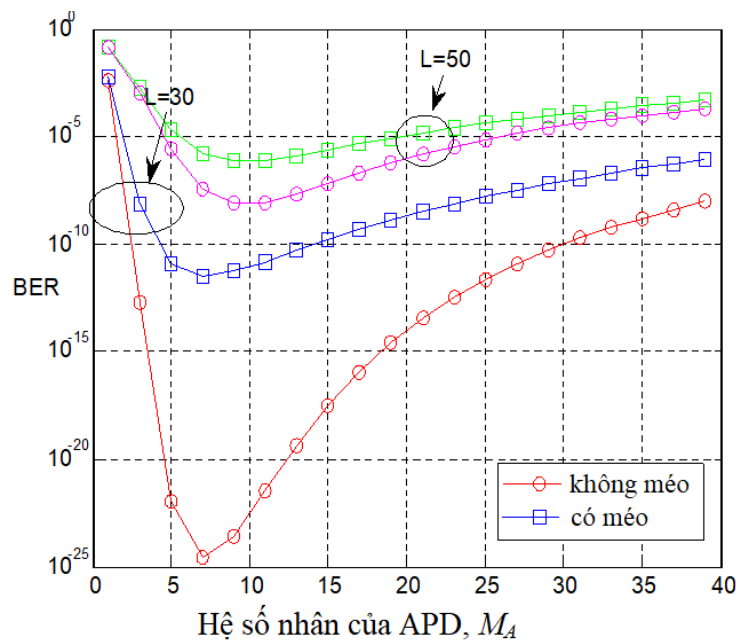
Kết quả tiếp theo được thể hiện trong hình 2.5, trong đó tỉ số lỗi bit của hệ thống được xem xét dưới sự ảnh hưởng của chỉ số điều chế với hai giá trị khác nhau của công suất phát. Như đồ thị trong hình 2.5 chỉ ra, có thể lựa chọn được các giá trị tối ưu cho chỉ số điều chế để đạt được BER tối thiểu hay ảnh hưởng của méo là nhỏ nhất. Khi chỉ số điều chế lớn hơn giá trị tối ưu đó, ảnh hưởng của méo sẽ lớn hơn rất nhiều so với ảnh hưởng của nhiễu và do đó BER tăng nhanh. Hình 2.5 cũng chỉ ra rằng giá trị tối ưu của chỉ số điều chế phụ thuộc vào công suất phát. Ví dụ, khi P_s

= -5 dBm, giá trị m tối ưu sẽ là 0,35. Tuy nhiên, giá trị này sẽ là 0,45 hoặc 0,3 khi $P_s = -8$ dBm hoặc -3 dBm.



Hình 2.5. BER phụ thuộc vào chỉ số điều chế với các mức công suất phát khác nhau

Cũng trong kịch bản này, ảnh hưởng của hệ số khuếch đại của APD lên hiệu năng hệ thống (hình 2.6) được khảo sát. Như chỉ ra trên đồ thị trong hình 2.6, BER giảm mạnh tới điểm đáy và sau đó lại tăng dần lên khi M_A tăng. Do đó, có thể tìm được giá trị M_A tối ưu để đạt được tỉ lệ lỗi bit thấp nhất. Đường cong BER phụ thuộc vào M_A có hình dạng như vậy là do khi M_A tăng lên thì không chỉ công suất tín hiệu tăng lên mà cả nhiễu n_o của APD cũng tăng lên. Khi M_A lớn hơn một giá trị nào đó, ảnh hưởng của nhiễu n_o tại APD trở lên rất lớn và làm cho hiệu năng hệ thống bị suy giảm.

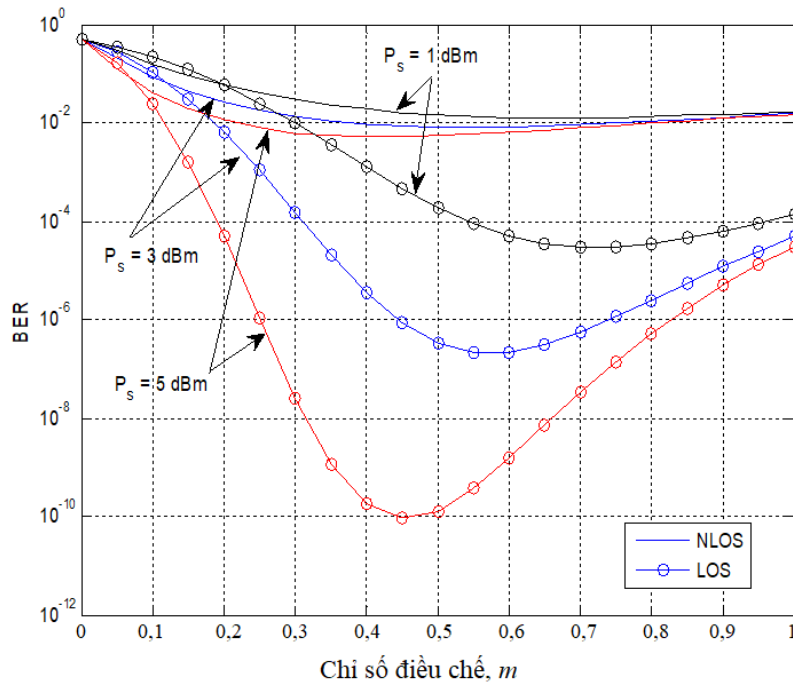


Hình 2.6. BER phụ thuộc vào hệ số nhân của APD với các giá trị chiều dài sợi quang khác nhau

2.3.6.2 Kích bản ứng dụng cho kết nối backhaul

Kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến là phần mạng kết nối giữa các trạm phát sóng (BTS hay Nút B) và trung tâm quản lý trạm phát sóng (Base Station Center - BSC hay Radio Network Center - RNC) để truyền tải thông tin từ các trạm phát sóng đó về trung tâm quản lý và ngược lại. Hiện nay, hệ thống truyền tải cho các kết nối backhaul này dựa trên ba loại môi trường truyền dẫn vật lý, đó là cáp đồng, sóng vô tuyến ở băng tần micromet và sợi quang. Các liên kết quang với ưu điểm cho phép truyền tải tốc độ dữ liệu cao và có suy hao thấp là giải pháp phù hợp nhất để đáp ứng yêu cầu về dung lượng cao của các kết nối backhaul của mạng di động thế hệ tiếp theo. Tuy nhiên, các yêu cầu về lắp đặt sợi quang lại làm cho giải pháp này không còn phù hợp với một số trường hợp triển khai cụ thể như các trường hợp khắc phục sự cố sau thảm họa lớn, các địa điểm triển khai là vùng đồi núi, hay các ứng dụng yêu cầu tính di động cao do chi phí cao và thiếu tính mềm dẻo của sợi quang. Mặt khác, nhờ ưu điểm triển khai nhanh và cung cấp dung lượng cao, các liên kết vô tuyến sử dụng MMW đã thu hút được nhiều sự quan tâm của các nhà cung cấp dịch vụ cũng như các nhà nghiên cứu. Nó được xem là một giải

pháp tốt cho các trường hợp triển khai ở trên. Tuy nhiên, các liên kết vô tuyến ở băng MMW này chỉ triển khai được trong khoảng cách ngắn do MMW có suy hao không gian tự do và suy hao không khí lớn. Do vậy, sự kết hợp MMW và sợi quang (MMW-RoF) là một giải pháp tốt cho kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến tương lai.

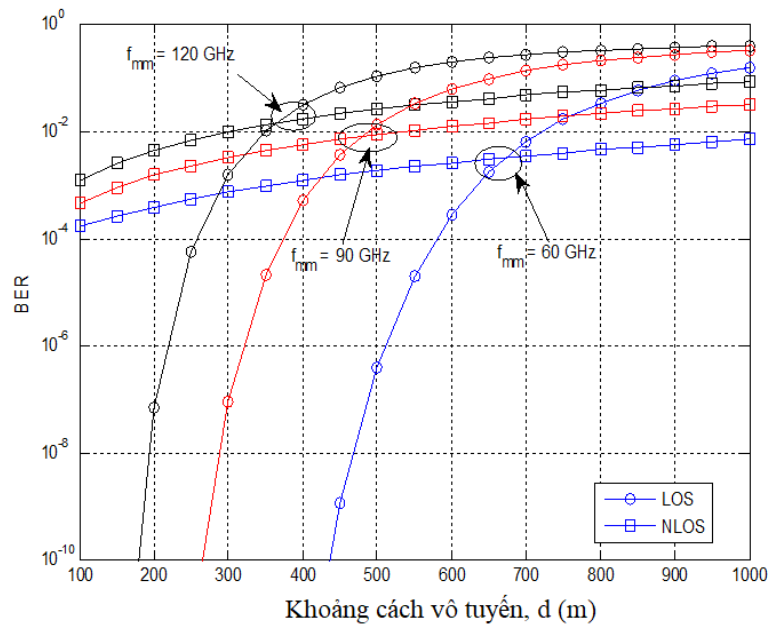


Hình 2.7. BER phụ thuộc vào chỉ số điều chế với $L = 10$ km, $d = 100$ m, $G_p = 10$ dB

Trong kịch bản này, ngoài ảnh hưởng của các nguồn nhiễu, méo phi tuyến và ảnh hưởng của tán sắc sợi quang, ảnh hưởng của fading kênh vô tuyến cũng được xét đến. Kết quả thứ nhất của kịch bản này được mô tả trong hình 2.7, trong đó, tỉ số lỗi bit của hệ thống được khảo sát dưới sự thay đổi của chỉ số điều chế với ba giá trị công suất phát khác nhau, trong điều kiện hệ thống sử dụng sợi quang đơn mode chuẩn với hệ số tán sắc $D = 17$ ps/(nm.km). Như đồ thị trong hình chỉ ra, có một giá trị tối ưu của chỉ số điều chế, tại đó ảnh hưởng của méo là nhỏ nhất và do đó BER đạt đến giá trị tối thiểu. Khi chỉ số điều chế lớn hơn giá trị tối ưu, ảnh hưởng của méo lớn hơn nhiều so với ảnh hưởng của nhiễu và do đó BER tăng lên đáng kể. Hình 2.7 cũng chỉ ra rằng giá trị tối ưu của chỉ số điều chế phụ thuộc vào công suất

phát. Ví dụ, khi $P_s = 5 \text{ dBm}$, giá trị tối ưu của chỉ số điều chế sẽ là 0,45. Tuy nhiên, giá trị tối ưu đó sẽ là 0,55 hoặc 0,75 khi $P_s = 3 \text{ dBm}$ hoặc $P_s = 1 \text{ dBm}$, tương ứng.

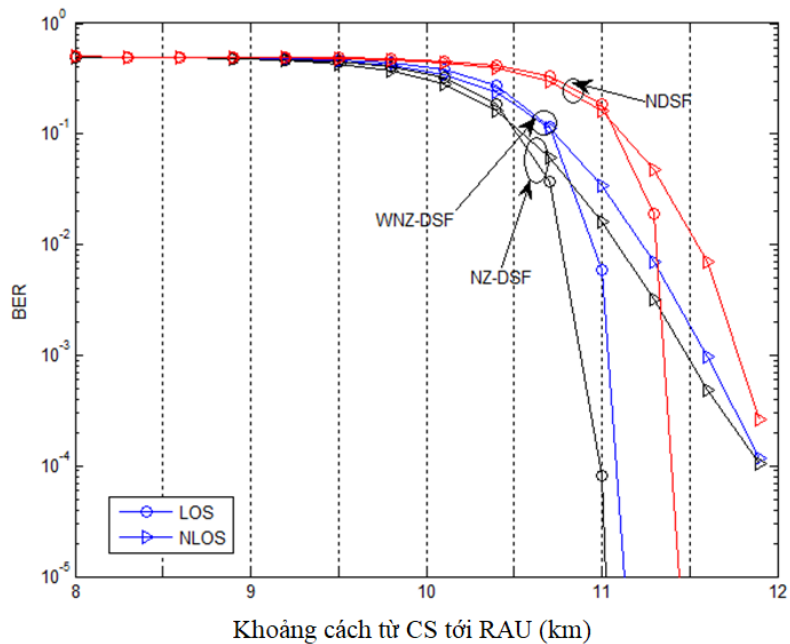
Kết quả thứ 2, trong hình 2.8, mô tả ảnh hưởng của fading được khảo sát trong cả mô hình kênh LOS và NLOS trong trường hợp sử dụng sợi quang chuẩn không dịch tán sắc với ba giá trị tần số khác nhau. Ảnh hưởng của fading tăng lên khi khoảng cách vô tuyến hoặc tần số vô tuyến tăng lên. Bên cạnh đó, fading đa đường làm suy giảm hiệu năng hệ thống một cách nghiêm trọng, làm cho BER luôn ở mức lớn hơn 10^{-3} , thậm chí trong trường hợp khoảng cách vô tuyến ngắn. Do đó, khảo sát vị trí RAU là quan trọng bởi nó ảnh hưởng lớn đến hiệu năng hệ thống.



Hình 2.8. BER phụ thuộc vào khoảng cách vô tuyến với $L = 10 \text{ km}$, $P_s = 5 \text{ dBm}$, $m = 0,45$ và $G_p = 25 \text{ dB}$

Kết quả cuối cùng, hình 2.9, thể hiện ảnh hưởng của vị trí RAU đến hiệu năng hệ thống với ba kiểu sợi quang khác nhau, gồm sợi quang không dịch tán sắc (non-dispersion-shifted fiber - NDSF) với $D = 17 \text{ ps}/(\text{nn.km})$, sợi dịch tán sắc không về không (non-zero dispersion-shifted fiber - NZ-DSF) với $D = 4 \text{ ps}/(\text{nn.km})$, và sợi dịch tán sắc không về không băng rộng (wideband NZ-DSF - WNZ-DSF) với $D = 6 \text{ ps}/(\text{nn.km})$. Trong trường hợp này, khoảng cách giữa CS và RRH (nghĩa là $L + d = 12,1 \text{ km}$) được cố định và độ dài sợi quang (L) được thay đổi. Đồ thị trong hình 2.9

chỉ ra rằng RAU nên được đặt gần nhất có thể so với RRH để đạt được hiệu năng tốt nhất trong cả hai mô hình kênh vô tuyến LOS và NLOS. Hơn nữa, hiệu năng trong mô hình kênh LOS có thể được cải thiện hơn hiệu năng trong mô hình kênh NLOS.



Hình 2.9. BER phụ thuộc vào khoảng cách từ CS tới RAU với $P_s = 5$ dBm, $m = 0,45$, $G_p = 25$ dB và tổng khoảng cách sợi quang và liên kết MMW cố định

Các kết quả phân tích ở trên cho thấy méo phi tuyến, tán sắc sợi quang và fading là các yếu tố chính ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống. Bằng cách thiết lập giá trị của tham số chỉ số điều chế thích hợp, ảnh hưởng của méo phi tuyến được giảm một cách đáng kể. Ngoài ra, các sợi dịch tán sắc có thể được sử dụng để giảm bớt các ảnh hưởng của tán sắc và do đó BER được cải thiện. Cuối cùng, để loại bỏ ảnh hưởng của fading, RRH nên được đặt gần với RAU nhất có thể.

2.3 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2

Chương này đã phân tích đưa ra mô hình giải tích biểu diễn sự phụ thuộc của đầy đủ hơn các tham số hệ thống lên hiệu năng hệ thống MMW-RoF so với các nghiên cứu trước đây. Các nghiên cứu trước đây chỉ tập trung khảo sát hiệu năng tuyến truyền dẫn quang RoF (với chưa đầy đủ các tham số ảnh hưởng) và tách rời với tuyến truyền dẫn vô tuyến. Số lượng và phạm vi các nghiên cứu khảo sát hiệu

năng đồng thời của cả tuyến quang RoF và tuyến vô tuyến MMW còn hạn chế. Hơn nữa, phần ảnh hưởng của kênh vô tuyến cũng chưa được đánh giá cùng với các ảnh hưởng của kênh quang một cách đầy đủ. Ngoài ra, hiệu năng của hệ thống MMW-RoF được đo thử nghiệm nhiều hơn là phân tích về mặt lý thuyết. Trong chương này, một mô hình giải tích khảo sát toàn diện hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh của đầy đủ hơn các tham số hệ thống bao gồm các tham số của đường truyền quang, thiết bị thu phát quang, đường truyền vô tuyến và thiết bị thu phát vô tuyến với các kịch bản ứng dụng khác nhau gồm kịch bản ứng dụng cho kết nối tới người dùng di động và kịch bản ứng dụng cho kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến đã được xây dựng.

CHƯƠNG 3: CẢI THIỆN HIỆU NĂNG HỆ THỐNG MMW-RoF ĐƠN HƯỚNG

Tóm tắt²: Nội dung của chương trình bày giải pháp cải thiện hiệu năng sử dụng ghép kênh phân cực và ghép kênh không gian sợi quang và đường truyền vô tuyến phân tập không gian MIMO nhằm cải thiện dung lượng hệ thống MMW-RoF. Xây dựng mô hình giải tích và mô phỏng khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF sử dụng ghép kênh không gian cũng được trình bày trong chương này. Đóng góp về việc cải thiện hiệu năng hệ thống MMW-RoF sử dụng sợi quang đa lõi (MCF) kết hợp MIMO đã được công bố trong 01 bài báo đăng trên tạp chí quốc tế ISI (SCI) [J5]. Đóng góp về cải thiện hiệu năng hệ thống sử dụng kết hợp ghép kênh phân cực và MIMO cũng đã được công bố trong 01 bài báo đăng trên tạp chí khoa học công nghệ thông tin và truyền thông [J3].

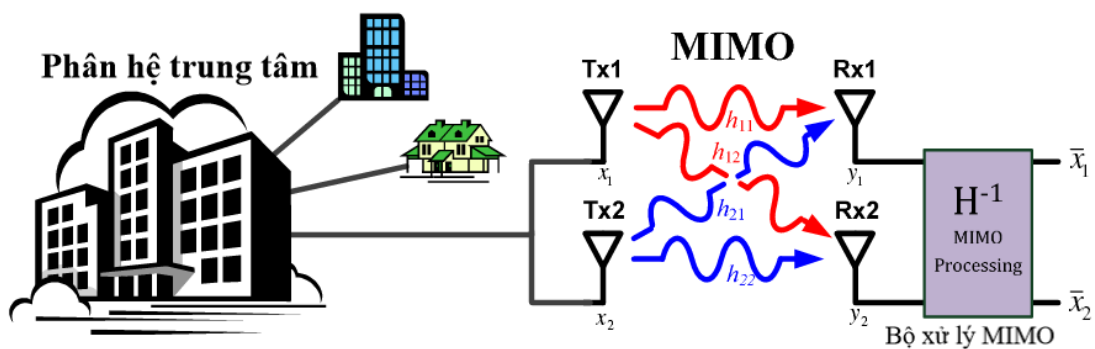
3.1 ĐẶT VẤN ĐỀ

Đối với kênh vô tuyến trong hệ thống truyền sóng milimet qua sợi quang (MMW-RoF), sử dụng đa anten tại cả hai đầu của liên kết vô tuyến (công nghệ MIMO) gần đây đã được quan tâm một cách đặc biệt bởi nó không chỉ có khả năng làm tăng hiệu quả sử dụng phổ tần mà còn cung cấp tốc độ dữ liệu lớn. Hình 3.1 minh họa khái niệm cơ bản của hệ thống MMW-RoF sử dụng MIMO 2×2 [134]. Như chỉ ra trong hình vẽ, hai tín hiệu tần số vô tuyến (RF) cung cấp cho các anten Tx1 và Tx2 được chuyển đổi thành tín hiệu quang, ghép và truyền qua sợi quang. Các kỹ thuật ghép kênh có thể được sử dụng như ghép kênh phân chia theo bước sóng WDM hoặc ghép kênh phân chia theo sóng mang phụ (Sub Carrier Multiplexing - SCM). Hai anten phát, sau khi tiếp nhận tín hiệu từ phân hệ trung tâm thông qua các bộ tách sóng quang (PD), sẽ bức xạ các tín hiệu vô tuyến x_1 và x_2 ra không gian. Các tín hiệu này sau khi qua kênh MIMO có ma trận kênh \mathbf{H} với

² Một phần nội dung của Chương 3 đã được công bố trên 01 tạp chí quốc tế ISI (SCI-indexed) [J5], và 01 tạp chí có phân biện trong nước [J3].

các hệ số h_{ij} ($i=1,2$ và $j=1,2$) và được nhận bởi hai anten thu Rx1 và Rx2, các tín hiệu nhận được lần lượt là y_1 và y_2 . Tín hiệu nhận được là tổng của hai tín hiệu phát đi với các hệ số kênh khác nhau do các tuyến đường truyền khác nhau. Hai tín hiệu nhận được đó sẽ được chuyển qua bộ xử lý MIMO có ma trận kênh là ma trận nghịch đảo của ma trận \mathbf{H} (\mathbf{H}^{-1}).

Cho đến nay, có một số nghiên cứu đã và đang quan tâm đến hệ thống MMW-RoF sử dụng MIMO [8,27,92,93,132]. Một trong số các nghiên cứu đó đã đưa ra khái niệm hệ thống MIMO RoF sử dụng một sợi quang tách biệt cho mỗi trạm gốc BTS [8]. Việc truyền tải tín hiệu ghép kênh phân chia theo tần số trực giao OFDM cho hệ thống đa anten MIMO trên mạng quang thụ động (Passive Optical Network – PON) sử dụng kỹ thuật WDM cũng đã được thực hiện trong [92,93]. Hệ thống MMW-RoF sử dụng ghép phân cực (Polarization Division Multiplexing – PDM) và MIMO để truyền số liệu tốc độ 5 Gb/s cũng được đề xuất trong [132]. Tuy nhiên, hệ thống này sử dụng sơ đồ điều chế OOK với hiệu quả sử dụng phổ tần thấp. Năm 2012, Lei Deng và các tác giả đã đưa ra mô hình hệ thống truyền sóng vô tuyến 2×2 MIMO-OFDM qua mạng WDM-PON dựa trên kỹ thuật ghép phân chia theo phân cực và kỹ thuật đa anten MIMO [88]. Tuy nhiên, nghiên cứu [88] và các nghiên cứu nêu trên đều thực hiện dựa trên các mô hình thực nghiệm. Do đó, các kết quả đánh giá hiệu năng bị hạn chế bởi các điều kiện thử nghiệm như tốc độ, cự ly truyền dẫn. Hơn nữa, dưới các điều kiện thử nghiệm, rất khó để đánh giá riêng biệt ảnh hưởng của các tham số hệ thống.



Hình 3.1. Hệ thống MMW-RoF sử dụng MIMO [27]

Trong chương này, hai giải pháp cải thiện hiệu năng về mặt dung lượng kênh, bao gồm sử dụng ghép kênh phân cực kết hợp MIMO và sử dụng sợi quang đa lõi kết hợp MIMO được đưa ra và phân tích.

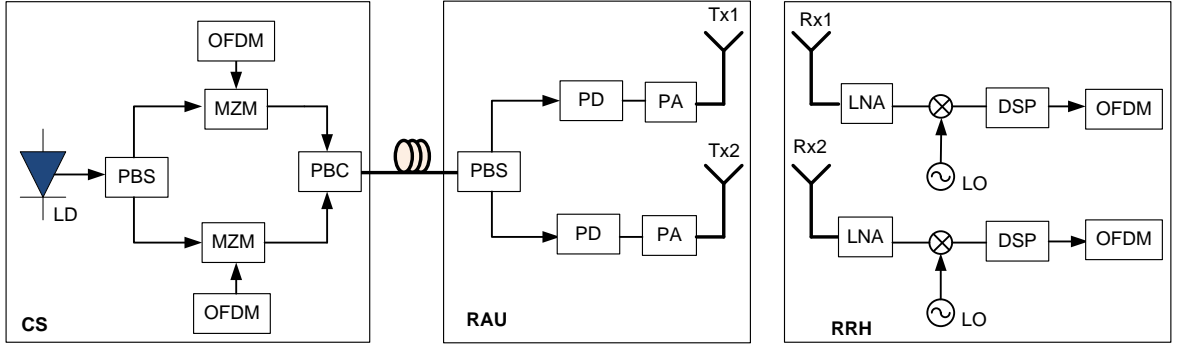
3.2 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF SỬ DỤNG GHÉP KÊNH PHÂN CỰC KẾT HỢP MIMO³

Để có thể đánh giá tương đối toàn diện về mức độ khả thi của hệ thống MMW-RoF sử dụng kỹ thuật PDM và MIMO nhằm cung cấp các thông tin hữu ích khi thiết kế hệ thống, một mô hình đường xuống được đề xuất và hiệu năng về mặt dung lượng hệ thống được phân tích dưới ảnh hưởng của một số tham số hệ thống như các nguồn nhiễu, méo phi tuyến, suy hao và fading.

3.2.1 Kiến trúc đường xuống của hệ thống MIMO MMW-RoF

Mô hình đường xuống (dữ liệu được gửi từ phân hệ trung tâm qua RAU tới RRH) của hệ thống OFDM MMW-RoF sử dụng MIMO 2×2 được minh họa trong hình 3.2. Tại phân hệ trung tâm, sóng mang quang có bước sóng λ từ laser được đưa tới bộ tách sóng phân cực (PBS) để tách thành hai sóng có phân cực ngang (X) và phân cực đứng (Y) riêng rẽ. Hai sóng này cùng được đưa đến hai bộ điều chế MZM để điều chế với hai tín hiệu OFDM tương ứng. Sau đó, hai tín hiệu đã điều chế được ghép lại bởi bộ kết hợp sóng phân cực (Polarization Coupler - PBC) và được truyền trên sợi quang tới RAU. Tại đây, hai tín hiệu này được tách bởi bộ tách sóng phân cực (Polarization Split – PBS) và đưa tới hai bộ tách sóng quang (PD) riêng rẽ. Các tín hiệu sau tách sóng quang được khuếch đại và đưa ra hai anten Tx1 và Tx2 để bức xạ tín hiệu vô tuyến ra không gian. Các tín hiệu sau đó được nhận bởi anten thu Rx1 và Rx2. Các tín hiệu nhận được này sẽ là tổng của hai tín hiệu truyền đi với hệ số kênh khác nhau do các tuyến đường truyền là khác nhau. Trong phần này, kênh MIMO 2×2 được đặc trưng bởi ma trận truyền dẫn H . Tín hiệu nhận được tại phía thu sẽ được đưa qua các bộ khuếch đại tạp âm thấp LNA, sau đó đến bộ trộn để trộn tín hiệu thu với nguồn dao động nội và qua bộ lọc để được tín hiệu ban đầu.

³ Nội dung nghiên cứu này đã được công bố trong bài báo [J3].



Hình 3.2. Kiến trúc đường xuống của hệ thống MMW-RoF sử dụng MIMO và PDM

3.2.2 Tỷ số công suất tín hiệu trên nhiễu và nhiễu gây ra bởi méo, SNDR

Trong kiến trúc đề xuất như trong hình 3.2, sóng mang quang từ LD được mô tả bởi

$$E(t) = E \exp j(\omega t + \Phi), \quad (3.1)$$

trong đó, E , ω , và Φ tương ứng là biên độ, tần số góc và pha của sóng mang quang từ LD. Giả thiết rằng $E = \sqrt{P_s}$, trong đó P_s là công suất của laser. Sóng mang quang sau đó được tách thành hai sóng phân cực, có công suất trên mỗi sóng chỉ bằng một nửa so với công suất sóng mang ban đầu:

$$E_x(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \exp j(\omega t + \Phi_1), \quad (3.2)$$

$$E_y(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \exp j(\omega t + \Phi_2). \quad (3.3)$$

Hai tín hiệu OFDM có thể được biểu diễn bởi

$$S_1(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp[j(\omega_n + \omega_{RF})t], 0 \leq t \leq T_s \quad (3.4)$$

$$S_2(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp[j(\omega_n + \omega_{RF})t], 0 \leq t \leq T_s \quad (3.5)$$

trong đó, N là số sóng mang con, ω_n là tần số góc của sóng mang con thứ n và T_s là chu kỳ ký hiệu. X_{1n} là ký hiệu dữ liệu mang trong sóng mang con thứ n của tín hiệu $S_1(t)$. X_{2n} là ký hiệu dữ liệu mang trong sóng mang con thứ n của ký hiệu $S_2(t)$. ω_{RF} là tần số sóng mang vô tuyến.

Hai tín hiệu $S_1(t)$ và $S_2(t)$ được điều chế riêng rẽ với hai sóng mang quang $E_x(t)$ và $E_y(t)$, tại hai bộ điều chế MZM. Các tín hiệu ở đầu ra hai bộ điều chế MZM có dạng:

$$E_x^{cs}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \cos(\omega t) [1 + mS_1(t)], \quad (3.6)$$

$$E_y^{cs}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2}} \cos(\omega t) [1 + mS_2(t)], \quad (3.7)$$

trong đó, m là chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM. Với giả thiết chỉ xét đến suy hao sợi quang mà bỏ qua các ảnh hưởng khác của sợi quang như tán sắc, hiệu ứng phi tuyến của sợi quang, tín hiệu trên mỗi nhánh đầu ra của bộ PBS tại RAU có dạng:

$$E_x^{BS} = \sqrt{\frac{P_r}{2}} \cos(\omega t) [1 + mS_1(t)], \quad (3.8)$$

$$E_y^{BS} = \sqrt{\frac{P_r}{2}} \cos(\omega t) [1 + mS_2(t)], \quad (3.9)$$

trong đó, P_r là công suất quang nhận được tại RAU. $P_r = P_s \exp(-\alpha L)$, trong đó α là hệ số suy hao của sợi quang, L là độ dài sợi quang giữa CS và RAU. Các tín hiệu được tách sóng bởi các PD có dạng:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= \Re |E_x^{BS}(t)|^2 \\ &= \Re \frac{P_r}{2} \cos^2(\omega t) [1 + mS_1(t)]^2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} &= \Re \frac{P_r}{2} \left[\frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \right] [1 + 2mS_1(t) + m^2 S_1^2(t)], \\ I_2(t) &= \Re \frac{P_r}{2} \left[\frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \right] [1 + 2mS_2(t) + m^2 S_2^2(t)], \end{aligned} \quad (3.11)$$

trong đó, \Re là đáp ứng của PD.

Các tín hiệu OFDM có thể được tách ra từ tín hiệu (3.11) bằng cách sử dụng bộ lọc thông dải. Dòng tín hiệu OFDM có thể được viết thành:

$$I_1'(t) = \Re \frac{P_r}{4} [2mS_1(t) + m^2 S_1^2(t)], \quad (3.12)$$

$$I_2'(t) = \Re \frac{P_r}{4} [2mS_2(t) + m^2 S_2^2(t)]. \quad (3.13)$$

Sau đó, các tín hiệu này được khuếch đại và đưa đến hai anten tương ứng để bức xạ ra kênh vô tuyến truyền đến phía thu. Hai tín hiệu tại hai anten phát được mô tả như sau:

$$I_1^{BS}(t) = \Re \frac{P_r \sqrt{G_P}}{4} [2mS_1(t) + m^2 S_1^2(t)], \quad (3.12)$$

$$I_2^{BS}(t) = \Re \frac{P_r \sqrt{G_P}}{4} [2mS_2(t) + m^2 S_2^2(t)], \quad (3.13)$$

trong đó, G_P là hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại PA.

Trong mô hình đề xuất, các tín hiệu được truyền trên kênh vô tuyến MIMO 2×2 . Tại phía thu, tín hiệu nhận được phụ thuộc vào kênh MIMO:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_1^R \\ \mathbf{I}_2^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{12} \\ \mathbf{h}_{21} & \mathbf{h}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1^{BS} \\ \mathbf{I}_2^{BS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

trong đó, h_{ii} là độ lợi kênh và n_i là nhiễu.

Các tín hiệu nhận được tại đầu vào bộ thu được đưa đến bộ khuếch đại tạp âm thấp LNA, sau đó được trộn với tần số từ bộ dao động nội để khôi phục tín hiệu ban đầu. Các tín hiệu sau bộ trộn có dạng

$$\begin{aligned} I_1^{RR} &= I_1^R \sqrt{G_L} \exp(-j\omega_{RF}t) \\ &= \frac{m\mathcal{R}P_r \sqrt{G_P G_L}}{4} [2h_{11} \sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp j(\omega_n)t \\ &\quad + m \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp j(\omega_n + \frac{\omega_{RF}}{2})t \right)^2 h_{11} \\ &\quad + 2h_{12} \sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp j(\omega_n)t \\ &\quad + m \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp j(\omega_n + \frac{\omega_{RF}}{2})t \right)^2 h_{12}] + n_1, \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned}
I_2^{RR} &= I_2^R \sqrt{G_L} \exp(-j\omega_{RF}t) \\
&= \frac{m\mathcal{R}P_r \sqrt{G_P G_L}}{4} [2h_{21} \sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp j(\omega_n)t \\
&\quad + m \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp j(\omega_n + \frac{\omega_{RF}}{2})t \right)^2 h_{21} \\
&\quad + 2h_{22} \sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp j(\omega_n)t \\
&\quad + m \left(\sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp j(\omega_n + \frac{\omega_{RF}}{2})t \right)^2 h_{22}] + n_2,
\end{aligned} \tag{3.18}$$

trong đó, G_L là hệ số khuếch đại của LNA.

Tín hiệu OFDM ban đầu có thể thu được bằng cách sử dụng bộ lọc:

$$I_1^{RR'} = \frac{m\mathcal{R}P_r \sqrt{G_P G_L}}{2} [h_{11} \sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp j(\omega_n)t + h_{12} \sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp j(\omega_n)t] + n_1, \tag{3.19}$$

$$I_2^{RR'} = \frac{m\mathcal{R}P_r \sqrt{G_P G_L}}{2} [h_{21} \sum_{n=0}^{N-1} X_{1n} \exp j(\omega_n)t + h_{22} \sum_{n=0}^{N-1} X_{2n} \exp j(\omega_n)t] + n_1. \tag{3.20}$$

Mật độ phổ công suất nhiễu của hệ thống đề xuất (hình 3.2) bao gồm các nguồn nhiễu như nhiễu cường độ tương đối (RIN từ LD), nhiễu nhiệt và nhiễu nỏ từ PD. Do đó, tổng công suất nhiễu tại bộ thu có thể được mô tả như sau:

$$\sigma_N^2 = \sigma_{RIN}^2 + \sigma_{shot}^2 + \sigma_{th}^2, \tag{3.21}$$

trong đó, thành phần σ_{RIN}^2 là nhiễu cường độ tương đối từ LD. Thành phần tiếp theo $\sigma_{shot}^2 = 2q(\mathcal{R}P_r + I_d)B_n$ là công suất nhiễu nỏ, trong đó, I_d là dòng tối, q là điện tích electron. Thành phần cuối cùng, $\sigma_{th}^2 = 4K_B T B_n / R_L$ là công suất của nhiễu nhiệt; K_B là hằng số Boltzmann, T là nhiệt độ Kelvin và R_L là điện trở tải.

Từ công thức (3.19) và (3.21), bằng việc chuyển đổi từ cường độ dòng điện tức thời sang công suất trung bình và SNR trung bình của hệ thống, tỉ số SNR trung bình được tính như sau:

$$SNR = \frac{P_{Rec}}{P_N} = \frac{(m\mathcal{R}P_r)^2 \sigma_d^2 G_P G_L R_L / P_L}{4\sigma_N^2 \cdot G_P G_L R_L / P_L + KTB_n \cdot NF_{Rx}}, \tag{3.22}$$

trong đó, KTB_n là nhiễu nhiệt tại bộ thu tín hiệu RF, NF_{Rx} là hệ số nhiễu tại phía thu, σ_d^2 là công suất tín hiệu OFDM và P_L là suy hao trong không khí cho liên kết thẳng được tính như sau (theo dB):

$$P_L = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d f_{mm}}{c} \right), \quad (3.23)$$

trong đó, d là khoảng cách liên kết vô tuyến, f_{mm} là tần số sóng mang vô tuyến ở băng tần milimet và c là vận tốc ánh sáng trong chân không.

Giả sử rằng tín hiệu OFDM có phân bố gần với phân bố Gauss về mặt biên độ [148] do tín hiệu OFDM bao gồm rất nhiều tín hiệu phân bố giống nhau và độc lập với nhau. Sau bộ lọc, méo phi tuyến cũng có phân bố Gauss. Vì vậy, phổ của méo phi tuyến và tín hiệu OFDM có phân bố xấp xỉ hình chữ nhật. Giả sử hai tín hiệu OFDM chịu ảnh hưởng của méo phi tuyến là như nhau trên hai nhánh, ảnh hưởng của méo phi tuyến lên tín hiệu OFDM tại mỗi nhánh:

$$SDR = \frac{8a_1^2}{19a_2^2\sigma_d^2} = \frac{32}{19m^2\sigma_d^2}. \quad (3.24)$$

Cả méo và nhiễu đều ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống. Tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu và nhiễu gây ra bởi méo $SNDR$ được công thức (2.19).

3.2.3 Dung lượng kênh

Đối với mô hình hệ thống MIMO có 2 anten phát và 2 anten thu như đề xuất (hình 3.2), kênh vô tuyến có thể được mô hình hóa bởi ma trận ngẫu nhiên \mathbf{H} có kích thước 2×2 . Khi đó, tín hiệu thu sẽ phụ thuộc vào tín hiệu phát và ma trận \mathbf{H} như sau [159]:

$$y = \sqrt{\frac{E_x}{2}} \mathbf{H}x + n, \quad (3.25)$$

trong đó, n là vector nhiễu, E_x là cường độ điện trường của tín hiệu phát. Ma trận \mathbf{H} có phân chia giá trị đơn (SVD) được biểu diễn bởi [159]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H, \quad (3.26)$$

trong đó, \mathbf{U} và \mathbf{V} là hai ma trận đơn nhất ($\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{N_r}$ và $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}_{N_t}$) có kích thước 2×2 . $(.)^H$ là chuyển vị Hermitian. \mathbf{D} là ma trận đường chéo kích thước 2×2 , có đường chéo là các số thực không âm, các phần tử còn lại bằng 0. Từ đó, ta có:

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{D}^H\mathbf{U}^H = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^H, \quad (3.27)$$

trong đó, $\mathbf{Q} = \mathbf{U}$ và $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}_2$ (ma trận đơn vị có kích thước 2×2). $\mathbf{\Lambda}$ là ma trận đường chéo với giá trị ở các đường chéo là λ_i (với $i=1,2$).

Trong phần này, nghiên cứu sinh chỉ xét dung lượng kênh của hệ thống trong trường hợp không biết trạng thái kênh, dung lượng kênh khi đó được tính theo công thức [159]:

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H\right) \\ &= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^H\right) \\ &= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{\Lambda}\right) \\ &= \sum_{i=1}^r \log_2\left(1 + \frac{\gamma}{N_t} \lambda_i\right), \end{aligned} \quad (3.28)$$

trong đó, r là hạng của ma trận \mathbf{H} có kích thước $N_r \times N_t$, \mathbf{I}_{N_r} là ma trận đơn vị có

kích thước N_r . $\gamma = \frac{E_{tol}}{N_0} = \frac{E_{tol}B_n}{P_N} = \frac{SNDR \cdot B_n}{R_s}$, với E_{tol} là tổng cường độ điện trường

phát, B_n là băng tần nhiễu hiệu dụng và R_s là tốc độ ký hiệu.

Tuy nhiên, các kênh MIMO thường là ngẫu nhiên, nên \mathbf{H} là ma trận ngẫu nhiên và dung lượng kênh cũng biến thiên theo thời gian. Dung lượng kênh sẽ được tính là giá trị trung bình của các trường hợp đó. Giả thiết kênh ngẫu nhiên là quá trình Ergodic, dung lượng kênh của hệ thống phụ thuộc vào tỉ số $SNDR$ như sau [159]:

$$\begin{aligned}
C &= E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \right\} \\
&= E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{\Lambda} \right) \right] \right\},
\end{aligned} \tag{3.29}$$

trong đó, E là kỳ vọng được thực hiện theo phân bố của ma trận kênh ngẫu nhiên \mathbf{H} .

3.2.4 Kết quả khảo sát dung lượng kênh hệ thống MIMO MMW-RoF

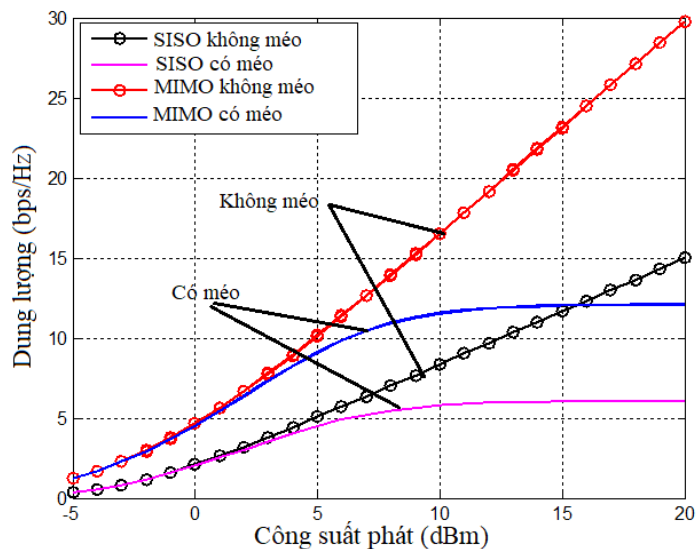
Trong phần này, dựa trên các phân tích ở trên, dung lượng kênh của hệ thống được phân tích như hàm của công suất phát, chỉ số điều chế của bộ điều chế MZM và sự tương quan giữa các anten. Các tham số và giá trị các tham số sử dụng trong các phân tích được đưa ra trong bảng 3.1.

Bảng 3.1. Các tham số và hằng số hệ thống.

Tên tham số/hằng số	Ký hiệu	Giá trị	Tài liệu tham khảo
Hệ số suy hao của sợi quang	α	0,2 dB/km	[54,140]
Khoảng cách giữa CS và BS	L	20 km	
Điện trở tải	R_L	50 Ω	[4]
Độ nhạy của PD	\mathfrak{R}	0,6 A/W	[4,54,148]
Khoảng cách vô tuyến	d	100 m	
Tốc độ ký hiệu	R_s	1e8 bps	
Băng tần nhiễu hiệu dụng	B_n	100 MHz	
Hệ số khuếch đại PA	G_P	10 dB	
Hệ số khuếch đại LNA	G_L	3 dB	
Hệ số nhiễu máy thu	NF_{Rx}	10 dB	

Trước tiên, dung lượng kênh của hệ thống MMW-RoF sử dụng MIMO phụ thuộc vào công suất đầu ra laser, cho cả hai trường hợp có ảnh hưởng của méo phi

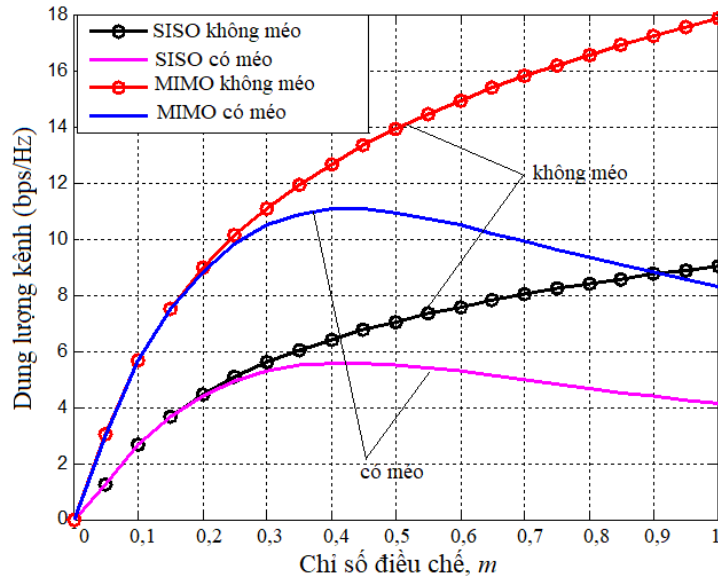
tuyến và không có ảnh hưởng của méo phi tuyến có được như trong hình 3.3. Dung lượng kênh cũng được tính toán với trường hợp sử dụng kênh MIMO và kênh SISO (một anten phát, một anten thu). Trong trường hợp không xét đến ảnh hưởng của méo phi tuyến (nghĩa là chỉ có nhiễu được xét đến), dung lượng kênh có thể được cải thiện bằng cách tăng công suất phát hoặc sử dụng MIMO. Tuy nhiên, méo phi tuyến sẽ làm giảm dung lượng kênh khi công suất tăng lên một mức nào đó (lớn hơn 15 dBm), thậm chí khi công suất tăng (lớn hơn 16 dBm), méo làm cho dung lượng kênh của kênh MIMO còn nhỏ hơn dung lượng kênh của kênh SISO. Do vậy, khảo sát ảnh hưởng của méo phi tuyến đến dung lượng kênh cũng là vấn đề cần xem xét.



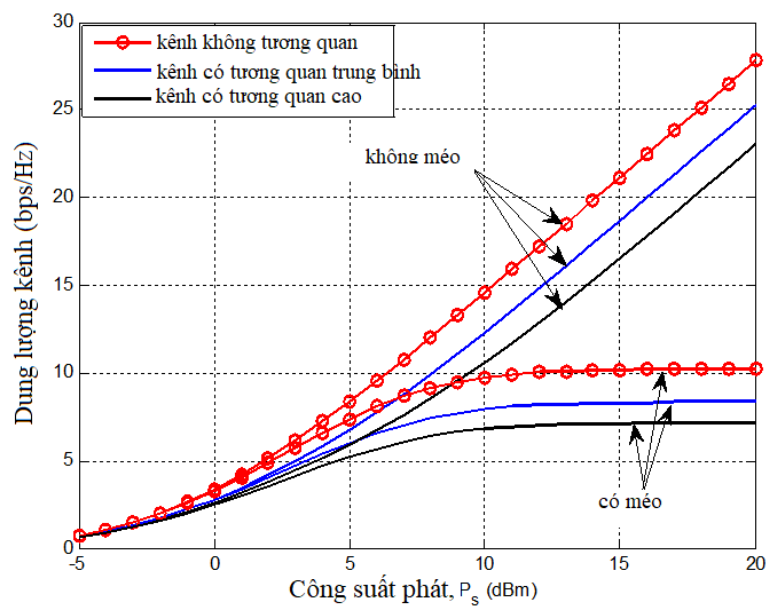
Hình 3.3. Dung lượng kênh phụ thuộc vào công suất phát

Tiếp theo, dung lượng kênh của hệ thống được xem xét dưới sự ảnh hưởng của chỉ số điều chế với cả hai trường hợp có xét đến méo và không xét đến méo. Như được chỉ ra trong hình 3.4, đối với trường hợp không xét đến ảnh hưởng của méo, dung lượng kênh tăng lên khi chỉ số điều chế tăng lên cho cả hai kênh MIMO và SISO. Tuy nhiên, khi xét đến ảnh hưởng của méo, dung lượng kênh giảm đi khi chỉ số điều chế vượt quá giá trị tối ưu (ví dụ như hình vẽ 3.4 chỉ ra là 0,4) của nó. Do vậy, có thể lựa chọn được các giá trị tối ưu cho chỉ số điều chế để đạt được dung lượng kênh tối đa hay làm cho ảnh hưởng của méo là nhỏ nhất. Khi chỉ số điều chế

lớn hơn giá trị tối ưu đó, ảnh hưởng của méo sẽ lớn hơn rất nhiều so với ảnh hưởng của nhiễu và do đó dung lượng kênh giảm đi nhanh.



Hình 3.4. Dung lượng kênh phụ thuộc vào chỉ số điều chế



Hình 3.5. Dung lượng kênh trong trường hợp các anten có tương quan

Cuối cùng, hình 3.5 đưa ra so sánh dung lượng kênh của kênh MIMO không tương quan, có tương quan trung bình và có tương quan cao. Các tham số của kênh tương quan này được tham chiếu từ tài liệu ETSI TS 136 101 [44]. Như chỉ ra trong hình 3.5, dung lượng kênh bị giảm xuống cho cả trường hợp có xét ảnh hưởng của

méo phi tuyến và không xét ảnh hưởng của méo phi tuyến khi các anten phát và anten thu có tương quan. Đặc biệt trong trường hợp kênh MIMO có tương quan cao, dung lượng hệ thống giảm khoảng 5 bps/Hz cho cả hai trường hợp có méo phi tuyến và không có méo phi tuyến so với trường hợp kênh MIMO không có tương quan.

3.3 CẢI THIỆN HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF SỬ DỤNG MCF KẾT HỢP MIMO⁴

3.3.1 Giới thiệu chung

Như trình bày ở trên, hệ thống MMW-RoF là một giải pháp tốt, đã và đang được nhiều nhà nghiên cứu và nhà cung cấp dịch vụ quan tâm, cho kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến dung lượng cao trong tương lai. Trong các kết nối backhaul sử dụng sóng MMW, do đặc tính suy hao truyền dẫn lớn của sóng MMW, số lượng lớn các BS có vùng phủ nhỏ được triển khai để có thể phục vụ được vùng địa lý lớn. Bên cạnh đó, với sự tăng nhanh về thông lượng của mỗi BS, việc sử dụng sợi quang cũng được yêu cầu để cung cấp kết nối dung lượng cao giữa trạm trung tâm CO với tất cả các BS.

Để tăng dung lượng kênh vô tuyến hơn nữa, kỹ thuật MIMO với đa anten tại bên phát và bên thu đã được xem xét kết hợp trong hệ thống MMW-RoF [75,130,153]. Sử dụng MIMO kết hợp với ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM) không những cho hiệu quả phổ tần cao mà còn có khả năng hạn chế ảnh hưởng của fading đa đường của kênh vô tuyến và tán sắc của kênh quang [25,154]. Sự khác biệt giữa hệ thống lai ghép quang – vô tuyến truyền thống và hệ thống MMW-RoF kết hợp MIMO được mô tả trong hình 3.6. Như chỉ ra trong hình 3.6 (a), tín hiệu quang tại CO được truyền qua sợi quang tới RAU. Tại RAU, tín hiệu quang nhận được sẽ được đưa đến khối chuyển đổi quang điện O/E. Tiếp theo, khối biến đổi nối tiếp sang song song và khối mã hóa MIMO sẽ tạo dạng tín hiệu MIMO tối ưu cho phát xạ vô tuyến trên các anten phát. Trong trường hợp này, RAU có cấu trúc phức tạp và khối mã hóa MIMO làm tăng lượng tiêu thụ năng lượng. Do đó, để RAU đơn giản, có chi phí và tiêu thụ năng lượng thấp, hệ thống MMW-RoF kết hợp

⁴ Nội dung nghiên cứu này đã được công bố trong bài báo [J4].

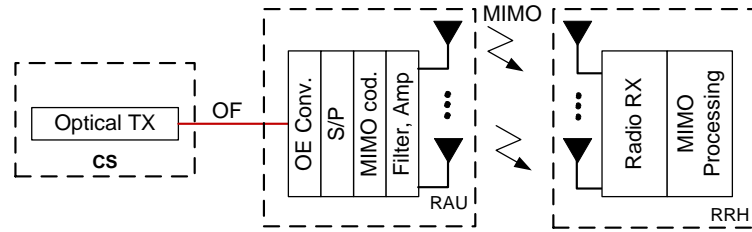
MIMO trong đó tín hiệu vô tuyến được tạo tại CO được đề xuất như trong hình 3.6 (b) [7].

Trong hệ thống MIMO/RoF, kỹ thuật ghép kênh phân chia đa chiều cần được thực hiện trong phân hệ quang [69,70]. Một số kỹ thuật ghép kênh phân chia đa chiều quang như ghép kênh phân cực (PDM) [88], ghép kênh bước sóng (WDM) [117] và ghép kênh không gian (Spatial Division Multiplexing - SDM) [48] đã được nghiên cứu phát triển cho hệ thống RoF kết hợp với MIMO. Kỹ thuật PDM chỉ có thể hỗ trợ kênh MIMO 2×2 cho hệ thống RoF. Kênh MIMO với kích thước lớn có thể được triển khai với hệ thống RoF sử dụng WDM. Tuy nhiên, hệ thống WDM RoF yêu cầu nhiều thiết bị quang đắt tiền như các nguồn laser với bước sóng khác nhau, các bộ tách ghép bước sóng và có cấu trúc phức tạp. Ghép phân chia theo không gian (SDM) trong miền quang gần đây đã đang được nghiên cứu như là một kỹ thuật tiềm năng để đạt được dung lượng truyền dẫn cao [48]. Một thử nghiệm đơn giản hệ thống OFDM RoMCF, trong đó sợi đa lõi được sử dụng thay thế sợi đơn mode (SMF), đã được trình bày trong [70]. Tuy nhiên, các tác giả trong [70] chỉ cung cấp thử nghiệm trên hệ thống RoMCF sử dụng sợi MCF 7 lõi và đánh giá xuyên nhiễu giữa các lõi nhưng thiếu sự phân tích dung lượng cũng như xem xét ảnh hưởng của các tham số vật lý khác.

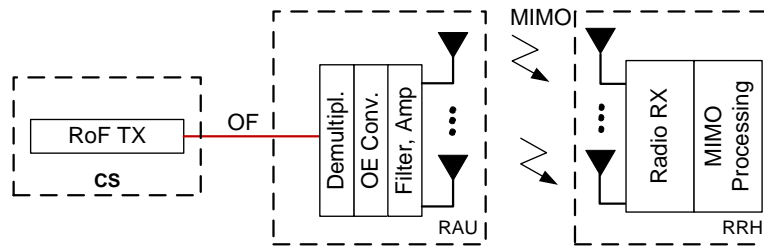
Mặc dù, kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến sử dụng công nghệ RoF và sử dụng MMW đã được nghiên cứu rộng rãi, nhưng thường được xem xét một cách tách biệt [20,110]. Gần đây, kết nối backhaul kết hợp quang-vô tuyến hai chặng, trong đó RoF được sử dụng trong chặng từ CO tới RAU và MMW được sử dụng từ RAU tới RRH, đã được phân tích trong [20,21,115]. Trong các nghiên cứu này, liên kết vô tuyến không được xét đến [20,21] hoặc được xét đến với khoảng cách ngắn (như 5 m trong [115]) do hạn chế của các điều kiện thử nghiệm. Ngoài ra, việc sử dụng đồng thời RoMCF trong kênh quang và MIMO trong kênh vô tuyến vẫn chưa được xem xét cho các kết nối backhaul.

Trong phần này, kiến trúc kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến lai ghép quang-vô tuyến hai chặng dựa trên kết hợp hệ thống MMW/RoMCF và kỹ thuật MIMO để tạo lên các kết nối backhaul dung lượng cao cho mạng vô tuyến tế bào thế

hệ tiếp theo được đề xuất và hiệu năng về mặt dung lượng của hệ thống này được phân tích dưới ảnh hưởng của nhiều tham số lớp vật lý.



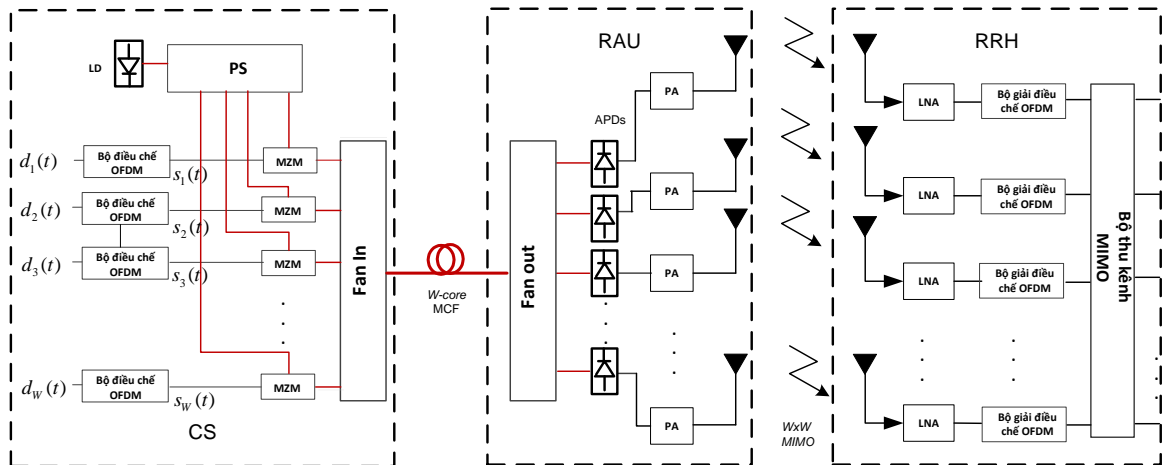
a. Hệ thống quang-vô tuyến truyền thống kết hợp MIMO



b. Hệ thống MMW-RoF kết hợp MIMO.

Hình 3.6 Mô hình hệ thống quang-vô tuyến truyền thống kết hợp MIMO (a) và MMW-RoF kết hợp MIMO (b)

3.3.2 Mô hình hệ thống MMW/RoMCF



Hình 3.7. Kiến trúc hệ thống OFDM MMW-RoF sử dụng MIMO và MCF

Hình 3.7 mô tả kiến trúc hệ thống backhaul đề xuất sử dụng công nghệ MMW-RoF kết hợp với sợi đa lõi MCF và công nghệ MIMO. W tín hiệu OFDM đầu vào được truyền từ CS tới RAU qua hệ thống MMW-RoF và sau đó được truyền tới RRH qua kênh MIMO có kích thước $W \times W$. Như chỉ ra trong hình vẽ, tại CS, W

luồng dữ liệu đầu vào được chuyển tới các bộ điều chế OFDM để tạo ra W tín hiệu OFDM tương ứng với cùng tần số sóng mang MMW.

Tại mỗi bộ điều chế OFDM, dữ liệu được ánh xạ vào kí hiệu PSK hoặc M -QAM (Quadrature Amplitude Modulation), các kí hiệu này sau đó được biến đổi thành N luồng song song bởi bộ biến đổi nối tiếp sang song song (S/P: serial to parallel). Tại mỗi nhánh, các kí hiệu OFDM với độ dài T_{os} được mang bởi một sóng mang con khác nhau. Tín hiệu OFDM thứ l tại sóng mang con thứ k được mô tả như sau:

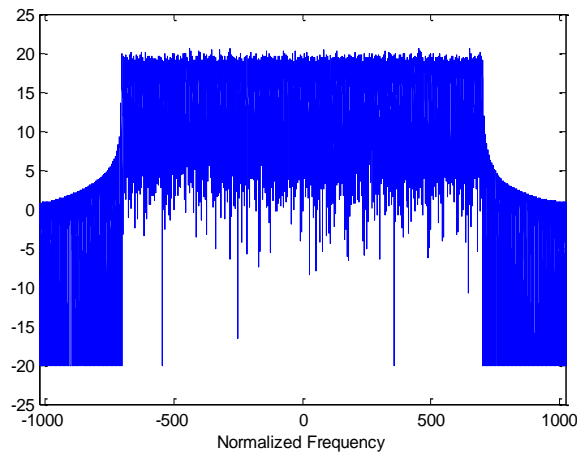
$$S_{l,k}(t) = \begin{cases} \exp(j2\pi f_k(t - lT_{os})), & 0 < t < T_{os} \\ 0, & t \geq T_{os} \end{cases} \quad (3.30)$$

trong đó, f_k là tần số của sóng mang con thứ k . Tín hiệu OFDM băng gốc miền thời gian có thể được biểu diễn bởi

$$s_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t - lT_{oc})}, \quad (3.31)$$

trong đó, $X_l[k]$ là kí hiệu được truyền thứ l tại sóng mang con thứ k . Nếu tín hiệu băng gốc được lấy mẫu tại các thời điểm $t = lT_{os} + nT_s$ với chu kỳ kí hiệu là $T_s = T_{os} / N$ và $f_k = k / T_{os}$, kí hiệu OFDM trong miền thời gian rời rạc được mô tả như sau:

$$s_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.32)$$



Hình 3.8. Phổ của tín hiệu OFDM với điều chế 16-QAM và 2048 sóng mang con

Phổ của tín hiệu OFDM truyền đi được mô tả trong hình 3.8. Tín hiệu OFDM được thêm tiền tố chu kỳ (Cyclic Prefix - CP) vào trước khi được điều chế với sóng mang MMW (f_{mm}). Tín hiệu từ đầu ra của các bộ điều chế OFDM được điều chế với sóng mang quang được tạo ra bởi LD tại các bộ điều chế MZM như chỉ ra trong hình 3.7. Tín hiệu quang sau điều chế từ mỗi MZM được ghép vào một lõi của sợi quang W lõi bằng cách sử dụng thiết bị fan-in và sau đó được truyền qua sợi quang MCF đó sử dụng kỹ thuật RoMCF tới RAU, tại đây thiết bị fan-out được sử dụng để tách các tín hiệu quang ra các sợi đơn mode khác nhau. Tín hiệu quang ở cuối mỗi sợi đơn mode sau đó được biến đổi thành tín hiệu điện nhờ sử dụng các bộ tách sóng quang thác APD. Cuối cùng, các tín hiệu MMW OFDM sẽ được khuếch đại và chuyển tới các anten để quảng bá trên liên kết vô tuyến tới RRH.

Tại RRH, mỗi tín hiệu nhận được từ mỗi anten thu được khuếch đại bởi bộ khuếch đại tạp âm thấp (LNA) và sau đó được giải điều chế bằng cách sử dụng bộ giải điều chế OFDM. Kí hiệu OFDM bằng gốc nhận được có thể được viết như sau:

$$y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{os})}, \quad lT_{os} < t \leq lT_{os} + nT_s. \quad (3.33)$$

Vì vậy, kí hiệu được truyền đi có thể được khôi phục lại nhờ tính trực giao của các sóng mang con như sau:

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \frac{1}{T_{os}} \int_{-\infty}^{\infty} y_l(t) e^{-j2\pi f_k(t-lT_{os})} dt \\ &= \frac{1}{T_{os}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi f_i(t-lT_{os})} \right\} e^{-j2\pi f_k(t-lT_{os})} dt \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{os}} \int_0^{T_{os}} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-lT_{os})} dt \right\} \\ &= X_l[k]. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Cuối cùng, bộ thu kênh MIMO sử dụng thuật toán Zero-Forcing (ZF) được dùng để khôi phục tín hiệu ban đầu.

3.3.3 Phân tích hiệu năng của hệ thống

Trong phần này, hiệu năng (dung lượng) của hệ thống backhaul đường xuống sẽ được đánh giá tại RRH (Hình 3.7). Rõ ràng rằng, hệ thống backhaul đường xuống đó có thể được chia thành hai liên kết kết nối nối tiếp gồm liên kết quang (từ CS tới

RAU) và liên kết vô tuyến (từ RAU tới RRH). Trước tiên, tỉ số SNR tại RRH được tính toán dưới ảnh hưởng của các nguồn nhiễu, xuyên nhiễu và fading từ cả liên kết quang và liên kết vô tuyến. Cuối cùng, dung lượng kênh của hệ thống đề xuất sẽ được tính toán dựa trên tỉ số SNR từ CS tới RRH.

3.3.3.1 Liên kết sợi quang đa lõi

Tại CS, sóng mang quang từ LD được biểu diễn bởi:

$$E(t) = E \exp j(\omega t + \phi), \quad (3.35)$$

trong đó, $E = \sqrt{P_s}$ là biên độ của sóng ánh sáng từ laser và P_s là công suất phát của laser; ω và ϕ là tần số góc và pha ban đầu. Sóng mang quang được chuyển tới bộ chia công suất trước khi đưa tới các bộ điều chế MZM để điều chế với các tín hiệu OFDM tại W bộ điều chế OFDM. Tín hiệu điều chế sau mỗi MZM được biểu diễn như sau:

$$E_i(t) = \left[\sqrt{P_s} (\cos \omega t) \right] \times \left[1 + m S_i(t) \right], \quad (3.36)$$

trong đó, $S_i(t)$ là tín hiệu OFDM tại nhánh thứ i ($i = 1, 2, \dots, W$), W là số luồng dữ liệu đầu vào và m là chỉ số điều chế của các bộ điều chế MZM.

Tín hiệu quang được điều chế sau mỗi MZM được ghép vào một lõi trong W lõi của sợi đa lõi MCF bằng cách sử dụng thiết bị fan-in có xuyên nhiễu thấp và suy hao thấp. Các tín hiệu quang sau đó được truyền qua sợi MCF tới RAU, được tách ra các sợi đơn mode SMF và cuối cùng được chuyển tới các bộ tách sóng APD.

Trong khi được truyền qua sợi đa lõi MCF, tín hiệu quang trên mỗi lõi chịu ảnh hưởng xuyên nhiễu từ các lõi kế cận. Để đơn giản, giả thiết sợi MCF là sợi đồng nhất (nghĩa là tất cả các lõi có cùng kích thước và chỉ số khúc xạ). Xét tại một lõi xác định (ví dụ lõi i), xuyên nhiễu giữa hai lõi là tỉ số công suất đầu ra trong lõi i ghép từ lõi j trên công suất đầu ra của lõi xuyên nhiễu j [137]. Vì vậy, xuyên nhiễu giữa lõi i và j trong sợi MCF được định nghĩa như sau [102]:

$$XT_{ij} = \frac{P_{ij}}{P_j}, \quad (3.37)$$

trong đó, P_{ij} là công suất trong lõi i ghép từ lõi j và P_j là công suất trong lõi j .

Mặt khác, trong sợi đa lõi, công suất ghép được xác định bởi công suất từ lõi này truyền sang lõi kế cận của nó. Hệ số ghép mode trung bình (K_{ij}) giữa hai lõi có thể được tính như sau (khi hệ số ghép mode giữa hai lõi đã biết) [152]:

$$K_{ij} = \kappa_{ij} - C_{ij} \frac{\Delta\beta_{ij}}{2}, \quad (3.38)$$

trong đó, κ_{ij} là hệ số ghép mode từ lõi j sang lõi i , $\Delta\beta_{ij} = \beta_i - \beta_j$ là sai khác của hằng số truyền β_i và β_j trong lõi i và lõi j , tương ứng. C_{ij} là công suất xuyên lõi.

Công suất ghép được xác định như sau [36]:

$$\frac{dP_i}{dz} = \sum_{j \neq i} h_{ij}(z) [P_j(z) - P_i(z)], \quad (3.39)$$

trong đó, P_i là công suất trung bình trong lõi i và h_{ij} là hệ số ghép công suất từ lõi j sang lõi i . Trong trường hợp sợi MCF đồng nhất được sử dụng, hệ số ghép công suất trung bình giữa hai lõi kế cận được tính như sau [3,7,102]:

$$\bar{h}_{ij} = \sqrt{2} K_{ij}^2 d_c \frac{2}{\sqrt{a(b+a)}}, \quad (3.40)$$

với

$$a = 1 + \left(\frac{B_{ij} d_c}{R_{bd}} \right)^2, \quad (3.41)$$

$$b = 1 - \left(\frac{B_{ij} d_c}{R_{bd}} \right)^2, \text{ và} \quad (3.42)$$

$$B_{ij} = \sqrt{(\beta_i x_i - \beta_j x_j)^2 + (\beta_i y_i - \beta_j y_j)^2}, \quad (3.43)$$

trong đó, d_c là độ dài tương quan, R_{bd} là bán kính uốn cong, β là hằng số truyền trong khi $\{x_i, y_i\}$ và $\{x_j, y_j\}$ là vị trí của lõi i và lõi j trên trục tọa độ, tương ứng.

Chú ý rằng, trong sợi MCF đồng nhất, có thể coi $\beta_i = \beta_j = \beta$, do đó, ta có $K_{ij} = \kappa_{ij} = \kappa$ và $B_{ij} = \beta \Lambda_{ij}$, trong đó Λ_{ij} là khoảng cách giữa hai lõi (core pitch). Do vậy, từ (3.40), hệ số ghép công suất trung bình được tính trong trường hợp bán kính uốn cong nhỏ như sau:

$$\bar{h}_{ij} = \frac{2\kappa^2 R_{bd}}{\beta \Lambda_{ij}}, \quad (3.44)$$

trong đó, R_{bd} là bán kính uốn cong.

Hơn nữa, xuyên nhiễu giữa hai lõi kế cận có thể được tính toán như trong tài liệu [102]:

$$XT_{ij} = \tanh(\overline{h_{ij}}L) \approx \overline{h_{ij}}L, \quad (3.45)$$

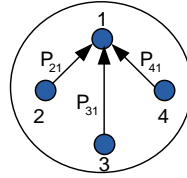
trong đó, L là độ dài sợi MCF. Do đó, từ công thức (3.44) và (3.45), xuyên nhiễu giữa hai lõi i và j có thể được xác định như sau:

$$XT_{ij} = \frac{2\kappa^2 R_{bd}}{\beta\Lambda_{ij}} L. \quad (3.46)$$

Trong sợi MCF W lõi đồng nhất, các lõi sợi được sắp xếp theo hình vòng, ví dụ sợi MCF 4 lõi như hình 3.9. Tổng xuyên nhiễu trong mỗi lõi là như nhau và được tính như sau:

$$P_{XT} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^W P_{ij} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^W XT_{ij} P_r, \quad (3.47)$$

trong đó, P_r là công suất đầu ra của mỗi lõi, được tính như sau $P_r = (P_s / W)\exp(-\alpha L)$, trong đó P_s là tổng công suất quang đầu ra của LD, α là hệ số suy hao của sợi quang và L là độ dài sợi quang.



Hình 3.9. Xuyên nhiễu trong sợi MCF 4 lõi

Tín hiệu quang đầu ra mỗi lõi của sợi MCF được biến đổi thành tín hiệu điện nhờ bộ tách sóng quang APD. Dòng tín hiệu tổng tại đầu ra mỗi APD được tính bởi:

$$I_p = \Re M_A (P_r + P_{XT}) + i_n, \quad (3.48)$$

trong đó, \Re và M_A là đáp ứng và hệ số nhân tương ứng của APD. Ngoài dòng tín hiệu đó, còn có dòng nhiễu i_n xuất hiện tại đầu ra của các APDs. Dòng nhiễu này bao gồm các nhiễu thành phần, giả sử có cùng phân bố Gauss, là nhiễu nơ, nhiễu nhiệt, nhiễu xuyên kênh và nhiễu phách (beat noise) gây ra giữa tín hiệu mong muốn và nhiễu xuyên kênh. Kết quả là, tổng công suất nhiễu sau mỗi APD có thể được biểu diễn như sau:

$$\sigma_N^2 = \sigma_s^2 + \sigma_{XT}^2 + \sigma_{sig-XT}^2 + \sigma_{th}^2, \quad (3.49)$$

trong đó, σ_s^2 , σ_{XT}^2 , σ_{sig-XT}^2 , σ_{th}^2 là công suất nhiễu nỏ, xuyên nhiễu, nhiễu phách và nhiễu nhiệt, tương ứng. Các thành phần nhiễu này được tính cụ thể như sau [100]:

$$\sigma_s^2 = 2qM_A^2 F_A B_n (\Re P_r + I_d + \Re P_{XT}), \quad (3.50)$$

$$\sigma_{XT}^2 = (\Re P_{XT})^2, \quad (3.51)$$

$$\sigma_{sig-XT}^2 = 4\Re^2 P_r P_{XT} \cos^2 \beta L, \text{ và} \quad (3.52)$$

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4K_B T}{R_L} B_n F_n, \quad (3.53)$$

trong đó, q là điện tích electron, B_n là băng tần nhiễu hiệu dụng, I_d là dòng tối, K_B là hằng số Boltzmann, T là nhiệt độ máy thu, R_L là điện trở tải. F_A là hệ số nhiễu trội của APD, được tính bởi $F_A(M_A) = k_A M_A + (1 - k_A)(2 - 1/M_A)$, trong đó k_A là tỉ lệ ion hóa.

3.3.3.2 Liên kết vô tuyến

Tín hiệu sau PD được chuyển qua bộ khuếch đại công suất (PA) trước khi quang bá ra kênh vô tuyến. Mô hình kênh MMW khác với kênh microwave trước đây bởi môi trường truyền có các ảnh hưởng khác biệt trên các bước sóng ngắn. Tổng suy hao tuyến của liên kết MMW tầm nhìn thẳng (LOS) được tính theo đơn vị dB như sau:

$$P_L = P_{fs} + P_{at} + P_{rain} = 20 \log \frac{4\pi d f_{mm}}{c} + (\gamma_{ox} + \gamma_{wv} + \gamma_{rain}) d, \quad (3.54)$$

trong đó P_{fs} là suy hao không gian tự do, P_{at} là suy hao do sự hấp thụ của khí quyển bao gồm sự hấp thụ của oxy, hơi nước, P_{rain} là suy hao do mưa, d là khoảng cách vô tuyến, f_{mm} là tần số sóng mang MMW, c là tốc độ ánh sáng trong chân không và γ_{ox} , γ_{wv} , γ_{rain} là các hệ số suy hao gây ra bởi phân tử oxy, hơi nước và mưa.

Bên cạnh đó, trong mỗi nhánh thu, công suất nhiễu tại mỗi máy thu có thể được tính theo công thức

$$P_n = K_B T B_n N F_{Rx}, \quad (3.55)$$

trong đó, $N F_{Rx}$ là tổng hệ số nhiễu của bên thu.

Do đó, tỉ số SNR có thể được tính như sau

$$SNR = \frac{(\Re M_A P_r)^2 G_P G_{Tx} G_{Rx} / P_L}{\sigma_N^2 G_P G_{Tx} G_{Rx} / P_L + K_B T B_n N F_{Rx}}, \quad (3.56)$$

trong đó, G_P là hệ số khuếch đại công suất của bộ khuếch đại công suất (PA), G_{Tx} và G_{Rx} là hệ số khuếch đại của anten phát và thu tương ứng.

3.3.3.3 Dung lượng Ergodic

Giả thiết rằng chỉ bên thu biết được ma trận kênh (bên phát không biết), dung lượng kênh MIMO được xác định bởi [159]:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{E_s}{N_t N_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right), \quad (3.57)$$

trong đó, $\det\{\cdot\}$ và $\{\cdot\}^H$ kí hiệu cho phép toán tính định thức và chuyển vị của ma trận. E_s là năng lượng kí hiệu và N_0 là mật độ phổ công suất nhiễu. \mathbf{I}_{N_r} là ma trận đơn vị có kích thước $N_r \times N_r$. N_t và N_r là số anten phát và số anten thu tương ứng.

Tuy nhiên, các kênh MIMO thường là ngẫu nhiên, nên \mathbf{H} là ma trận ngẫu nhiên và dung lượng kênh cũng biến thiên theo thời gian. Giả thiết kênh ngẫu nhiên là quá trình Ergodic, dung lượng kênh Ergodic của kênh MIMO được tính như sau [159]:

$$C = E \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + SNR \frac{B_n}{N_t R_s} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\}, \quad (3.58)$$

trong đó, R_s là tốc độ kí hiệu và B_n là băng tần nhiễu hiệu dụng có giá trị thường được giả thiết bằng với tốc độ kí hiệu R_s .

Trong liên kết MMW, các anten có định hướng và hệ số khuếch đại cao được yêu cầu [74,129] trong khi, trong các kịch bản ngoài trời, các anten thường được đặt trên nóc nhà hoặc các cột cao. Vì vậy, đối với các kịch bản ngoài trời, kênh MMW thường có tia LOS và do đó kênh này được mô hình như kênh fading có phân bố Rice. Đối với kênh có phân bố Rice, các phần tử của ma trận \mathbf{H} có phân bố Gauss phức và có trung bình khác không. Do đó, \mathbf{H} được mô tả như sau [35]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_1 + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_2, \quad (3.59)$$

trong đó, K là hệ số Rice, \mathbf{H}_1 là ma trận kênh có tia LOS, \mathbf{H}_2 là ma trận ngẫu nhiên trung bình không độc lập phân bố (i.i.d.) trong trường hợp không có tương quan giữa các anten bên phát hoặc bên thu. Nếu có sự tương quan giữa các anten, \mathbf{H}_2 có thể được mô hình như sau [35]:

$$\mathbf{H}_2 = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2}, \quad (3.59)$$

trong đó, \mathbf{R}_r và \mathbf{R}_t là ma trận tương quan của các anten thu và của các anten phát.

3.3.4 Kết quả khảo sát hiệu năng của hệ thống

Từ các phân tích hiệu năng về mặt dung lượng kênh của hệ thống đề xuất ở trên. Công cụ phần mềm Matlab được sử dụng để khảo sát hiệu năng hệ thống dựa trên các mô hình toán học đã xây dựng từ phần 3.3.3, bao gồm các công thức (3.56), (3.58) và (3.59). Phương pháp mô phỏng Monte Carlo cũng được sử dụng để mô phỏng chòm sao tín hiệu. Các kết quả được thể hiện trong các kịch bản khác nhau với giả thiết sợi MCF là đồng nhất, các lõi sợi được sắp xếp theo hình vòng, xuyên nhiều trong một lõi là như nhau và chịu ảnh hưởng chính từ hai lõi kế cận. Các tham số và hằng số sử dụng trong các kịch bản như trong bảng 3.2.

Bảng 3.2. Các tham số và hằng số hệ thống

Tên	Ký hiệu	Giá trị	Tài liệu tham khảo
Tín hiệu OFDM			
Số sóng mang con của tín hiệu OFDM	N	1200	
Kích thước IFFT /FFT	$N_{IFFT/FFT}$	2048	
Độ dài CP	T_{CP}	4,7 μ s (hoặc 144 mẫu)	
Hệ thống MMW RoMCF			
Hệ số suy hao của sợi quang	α	0,2 dB/km	[54,140]
Đáp ứng của APD	\mathfrak{R}	0,6 A/W	[4]
Hệ số ion hóa	k_A	0,6	
Chiều dài sợi quang	L	20 km	
Khoảng cách giữa hai lõi	Λ_{ij}	45 μ m với MCF 4 lõi	[3]

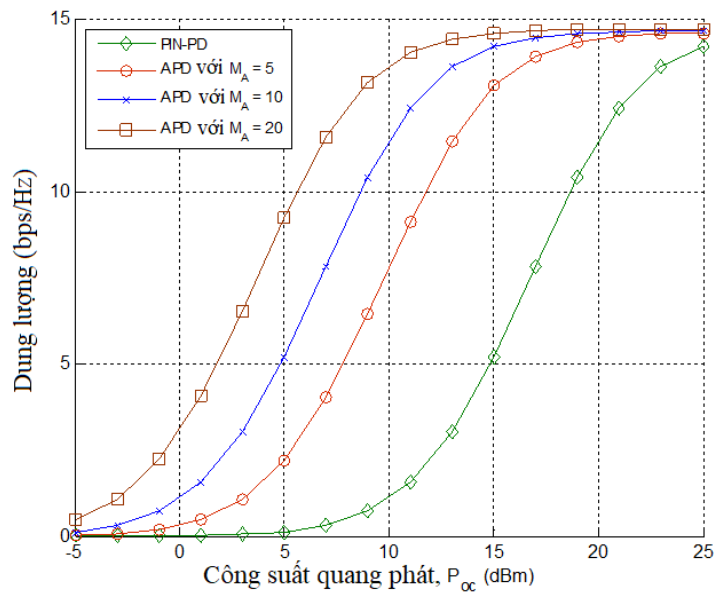
kế cận		30 μm với MCF 8 lõi	
Khoảng cách vô tuyến	d	100 m	
Tần số MMW	f_{mm}	60 GHz	
Hệ số khuếch đại PA	G_P	15 dB	
Hệ số khuếch đại anten phát	G_{Tx}	20 dB	
Hệ số khuếch đại anten thu	G_{Rx}	15 dB	
Chỉ số điều chế	m	0,2	
Hệ số nhiễu máy thu	NF_{Rx}	5 dB	
Hệ số suy hao của oxygen	γ_{ox}	15,1 dB/km	[33]
Hệ số suy hao của hơi nước	γ_{vv}	0,19 dB/km	[33]
Hệ số suy hao do mưa	γ_{rain}	23,2 dB/km	[33]

Suy hao do mưa ở băng 60 GHz là rất lớn, tuy nhiên, do khoảng cách liên kết vô tuyến ngắn và giả sử trời trong nên trong các tính toán suy hao do mưa coi như bằng không. Suy hao do oxygen và do hơi nước vẫn được tính trong kịch bản này.

Ma trận \mathbf{H} được tạo ra một cách ngẫu nhiên sử dụng các hàm tạo số ngẫu nhiên của Matlab. Dung lượng kênh được tính là trung bình của 1000 lần với \mathbf{H} được tạo ra một cách ngẫu nhiên trong 1000 lần đó.

Kịch bản đầu tiên là khảo sát sự phụ thuộc của dung lượng kênh vào tổng công suất quang phát và bộ tách sóng quang, gồm bộ tách sóng quang PD và APD với các giá trị của hệ số nhân, M_A , lần lượt là 5, 10 và 20. Trong kịch bản này, sợi MCF 4 lõi và kênh MIMO 4x4 với hệ số Rice bằng 3 được xem xét. Kết quả của kịch bản này thể hiện trong hình 3.10. Đồ thị trong hình 3.10 chỉ ra rằng việc sử dụng APD sẽ giúp làm giảm đáng kể công suất phát yêu cầu so với việc sử dụng PD. Cụ thể là, liên kết đường xuống backhaul sử dụng PD yêu cầu công suất phát cao

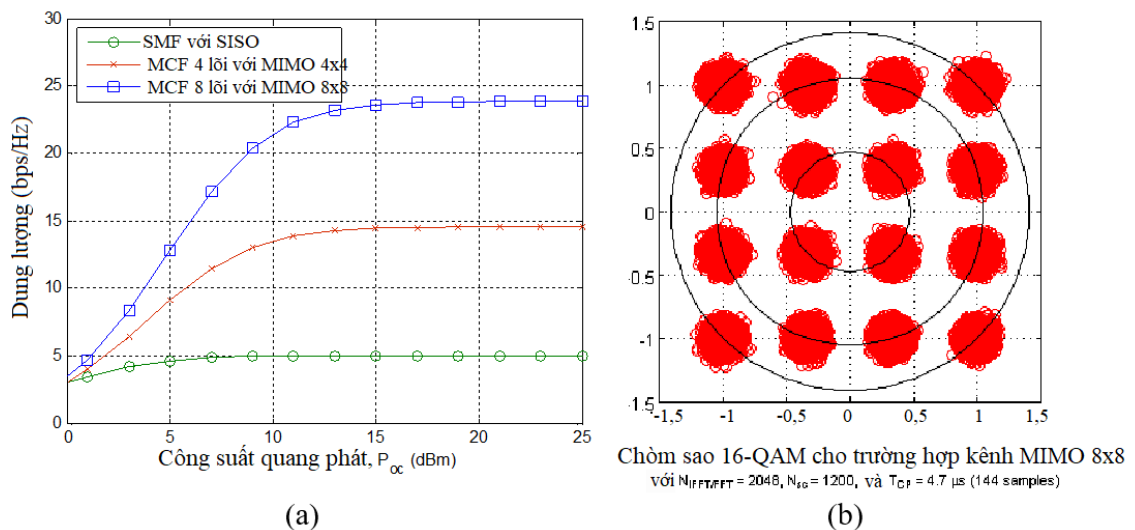
hơn 25 dBm để đạt được dung lượng tối đa, trong khi công suất phát chỉ yêu cầu 15 dBm cho trường hợp sử dụng APD với $M_A = 20$. Kết quả đó là do hiệu ứng nhân, cơ chế khuếch đại dòng, của APD. Về mặt nguyên lý, cơ chế khuếch đại của APD cũng làm cho dòng nhiễu tăng lên. Như đã khảo sát ảnh hưởng của hệ số khuếch đại của APD lên hiệu năng hệ thống (hình 2.6), khi M_A tăng thì hiệu năng của hệ thống được cải thiện và sau đó hiệu năng lại kém đi bởi khi M_A tăng lên thì không chỉ công suất tín hiệu tăng lên mà cả nhiễu nỏ của APD cũng tăng lên. Ảnh hưởng của nhiễu nỏ tại APD trở lên rất lớn khi M_A tăng đến mức nào đó và làm cho hiệu năng hệ thống bị suy giảm. Tuy nhiên, trong kịch bản này, điều này không còn đúng bởi ảnh hưởng của nhiễu phách là rất lớn, làm cho ảnh hưởng của M_A không được thể hiện.



Hình 3.10. Dung lượng kênh phụ thuộc vào công suất quang phát với MCF 4 lõi, $\Lambda = 45 \mu\text{m}$, $\kappa = 0,02$, $R_{bd} = 0,1 \text{ m}$ và hệ số Rice $K = 3$

Kịch bản thứ 2 là khảo sát dung lượng kênh của hệ thống đề xuất phụ thuộc vào tổng công suất quang phát với ba kiểu sợi quang khác nhau, gồm sợi đơn mode, sợi MCF 4 lõi với $\Lambda = 45 \mu\text{m}$ và sợi MCF 8 lõi với $\Lambda = 30 \mu\text{m}$. Các mô hình kênh vô tuyến tương ứng với ba kiểu sợi quang đó là kênh SISO, 4×4 MIMO và 8×8 MIMO, tương ứng. Các tham số khác như bán kính uốn cong, hệ số ghép mode và hệ số Rice

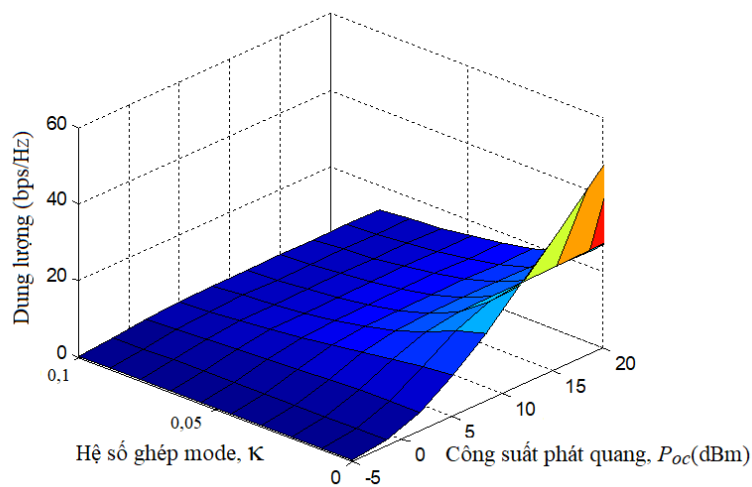
giữ nguyên như kịch bản 1. Kết quả của kịch bản này được thể hiện trong hình 3.11(a). Dung lượng kênh được cải thiện đáng kể khi số lõi sợi hay số anten MIMO tăng lên nhờ ưu điểm của sợi MCF và MIMO. Khi tổng công suất phát là 15 dBm, dung lượng tối đa tăng từ 5 bps/Hz cho trường hợp sợi đơn mode SMF với kênh SISO tới gần 15 bps/Hz cho trường hợp sợi MCF 4 lõi với kênh 4x4 MIMO và tới 24 bps/Hz cho trường hợp sợi MCF với kênh 8x8 MIMO. Như vậy, dung lượng chuẩn hóa đạt được giá trị lớn nhờ các yếu tố như công suất đưa vào sợi quang lớn và suy hao sợi quang nhỏ với cự ly truyền dẫn không quá lớn (khoảng 20 km) và nhờ khoảng cách đường LOS ngắn (100 m) với ảnh hưởng của fading nhỏ. Trong kịch bản này, phương pháp mô phỏng Monte Carlo cũng được sử dụng để mô phỏng biểu đồ chòm sao 16-QAM cho trường hợp sử dụng kênh 8x8 MIMO với $P_{oc} = 15$ dBm được tách biệt rõ ràng như chỉ ra trong hình 3.11(b).



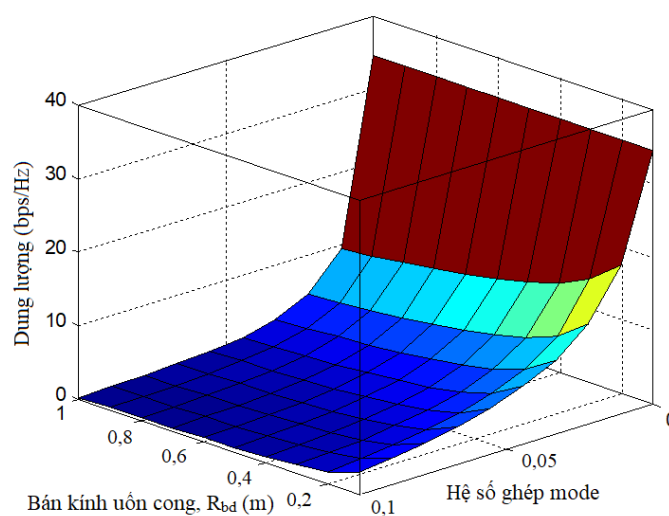
Hình 3.11. Hệ thống MMW-RoF backhaul sử dụng MIMO và MCF với $M_A = 20$, $\kappa = 0,02$, $R_{bd} = 0,1$ m và hệ số Rice $K = 3$: (a) Dung lượng kênh phụ thuộc vào công suất phát và (b) Biểu đồ chòm sao 16-QAM với $P_{oc} = 15$ dBm

Kịch bản thứ 3 khảo sát ảnh hưởng của ba tham số chính, bao gồm hệ số ghép mode, công suất phát và bán kính uốn cong, đến dung lượng kênh. Trong kịch bản này, sợi MCF 4 lõi với khoảng cách giữa các lõi là $45 \mu m$, kênh MIMO 4x4, hệ số nhân APD bằng 20 và hệ số Rice bằng 3. Kết quả đầu tiên của kịch bản này là đồ thị 3D mô tả ảnh hưởng của hệ số ghép mode và công suất phát lên dung lượng hệ

thống (hình 3.12). Dung lượng kênh giảm mạnh khi hệ số ghép mode tăng lên vì khi hệ số ghép mode tăng lên thì xuyên nhiễu tăng lên. Công suất phát cao giúp cải thiện dung lượng kênh cho trường hợp hệ số ghép mode nhỏ. Tuy nhiên, khi hệ số ghép mode lớn, ví dụ $\kappa = 0,1$, công suất phát cao gây ra xuyên nhiễu lớn và do đó, công suất phát cao cũng không giúp cải thiện dung lượng kênh. Kết quả thứ hai trong kịch bản này được thể hiện trong hình 3.13, dung lượng kênh giảm nhẹ khi bán kính uốn cong lớn. Do đó, sự uốn cong sợi quang không phải vấn đề nghiêm trọng trong hệ thống backhaul đề xuất.

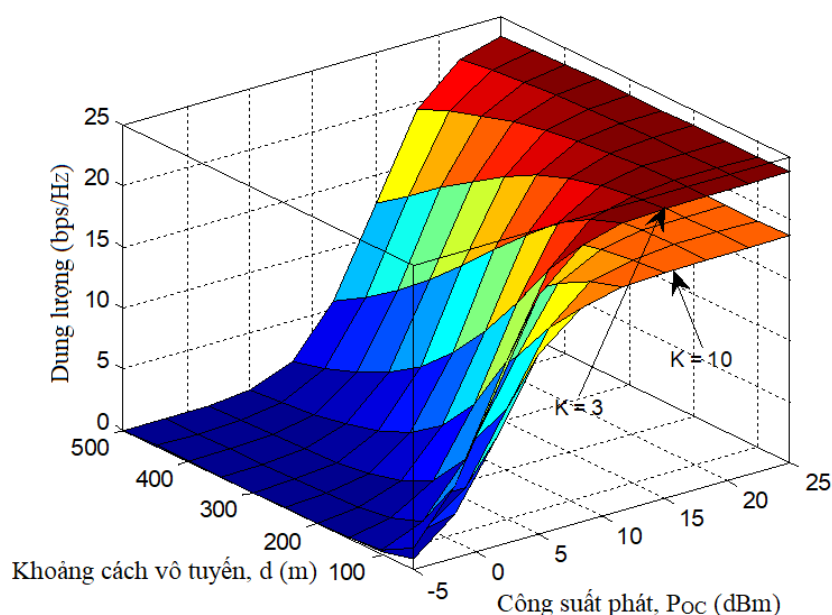


Hình 3.12. Dung lượng kênh phụ thuộc vào hệ số ghép mode và công suất phát với kênh 4×4 MIMO, $M_A = 20$, $\Lambda = 45 \mu\text{m}$, $R_{bd} = 0,3 \text{ m}$ và hệ số Rice $K = 3$



Hình 3.13. Dung lượng kênh phụ thuộc vào hệ số ghép mode và bán kính uốn cong với kênh 4×4 MIMO, $M_A = 20$, $\Lambda = 45$, $P_{oc} = 15 \text{ dBm}$ và hệ số Rice $K = 3$

Kịch bản cuối cùng là khảo sát ảnh hưởng của hệ số Rice (K), một tham số chính của kênh fading, lên dung lượng kênh khi khoảng cách vô tuyến biến đổi từ 50 m tới 500 m và công suất phát trong khoảng từ -5 dBm tới 25 dBm. Trong kịch bản này, sợi MCF 8 lõi, kênh MIMO 8x8, hệ số ghép mode 0,02, bán kính uốn cong là 0,3 m và hai giá trị $K = 3$ và $K = 10$ được xem xét. Với kết quả thể hiện trong hình 3.14, dung lượng kênh phụ thuộc nhiều vào hệ số Rice; đặc biệt với trường hợp công suất phát quang đủ lớn. Ngoài ra, đồ thị còn mô tả ảnh hưởng của khoảng cách kênh vô tuyến lên dung lượng kênh. Khi khoảng cách kênh vô tuyến tăng, dung lượng kênh bị giảm do sự suy hao lớn trên kênh vô tuyến và sự suy giảm này có thể được bù bằng cách tăng công suất quang phát.



Hình 3.14. Dung lượng kênh phụ thuộc vào khoảng cách vô tuyến và công suất phát với kênh MIMO 8x8, $\kappa = 0,02$, $\Lambda = 30 \mu\text{m}$ và $R_{bd} = 0,3 \text{ m}$

3.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 3

Kiến trúc kết nối backhaul lai ghép quang-vô tuyến hai chặng dựa trên kỹ thuật ghép kênh phân cực và ghép kênh không gian trong sợi quang kết hợp với kỹ thuật phân tập không gian trong đường truyền vô tuyến để tạo lên các kết nối dung lượng cao cho mạng truy nhập vô tuyến băng rộng đã được đề xuất trong chương này. Hiệu năng của hệ thống MMW-RoF đơn hướng được đánh giá về mặt dung lượng kênh xét đến ảnh hưởng của đầy đủ hơn các tham số lớp vật lý từ sợi quang, kênh

vô tuyến cũng như các nguồn nhiễu cũng được xem xét trong các phân tích. Dựa trên nghiên cứu lý thuyết, ảnh hưởng của mỗi tham số có thể được định lượng một cách cụ thể và do đó cung cấp các thông tin hữu ích cho việc thiết kế hệ thống. Bên cạnh đó, khoảng cách liên kết vô tuyến và kênh MIMO với phạm vi lớn hơn như 4×4 và 8×8 hoặc cao hơn cũng được phân tích trong chương này. Các kết quả khảo sát đã chứng minh tính hiệu quả của mô hình hệ thống đề xuất và chứng tỏ rằng có thể đạt được dung lượng cao, tới 15 bps/Hz với 20-km sợi MCF 8-lõi và 100 m kênh MIMO 8×8 .

CHƯƠNG 4: ĐỀ XUẤT MÔ HÌNH HỆ THỐNG MMW-RoF CHUYỂN TIẾP SONG HƯỚNG CHO MẠNG TRUY NHẬP VÔ TUYẾN

Tóm tắt⁵: Trong chương này, mô hình và giải pháp cải thiện hiệu năng về mặt thông lượng hệ thống MMW-RoF chuyển tiếp song hướng cho mạng truy nhập vô tuyến sẽ được đề xuất. Truyền dẫn chuyển tiếp song hướng được triển khai trên cả liên kết quang và liên kết vô tuyến nhờ vào kỹ thuật mã hóa mạng tương tự (Analog Network Coding - ANC). Mô hình đề xuất có kiến trúc đơn giản, giúp tiết kiệm chi phí do nó chỉ yêu cầu một sợi quang với một bước sóng đơn và một liên kết vô tuyến với một tần số sóng MMW để thực hiện truyền thông song hướng. Kiến trúc của các phân hệ như CS, RAU và RRH cũng được thiết kế một cách chi tiết. Các mô hình giải tích cho việc phân tích hiệu năng hệ thống đề xuất dưới các ảnh hưởng của các tham số lớp vật lý được trình bày chi tiết. Các kết quả khảo sát hiệu năng đã chứng minh tính khả thi của hệ thống đề xuất cũng như độ lợi về thông lượng của kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên ANC so với kỹ thuật chuyển tiếp truyền thống và sử dụng mã hóa mạng số (Digital Network Coding - DNC). Kết quả nghiên cứu của chương này đã được công bố tại Hội nghị khoa học quốc tế IEEE ATC 2017 [C3] và trên tạp chí quốc tế ISI [J6].

4.1 GIỚI THIỆU CHUNG

Như đã trình bày trong chương 1, mạng truy nhập vô tuyến (RAN) là một thuật ngữ thường được sử dụng để mô tả phần mạng kết nối giữa mạng lõi và thuê bao di động (UE). Dung lượng yêu cầu cho các mạng truy nhập vô tuyến thế hệ tiếp theo (như 5G) sẽ tăng lên theo cấp số nhân do sự gia tăng số lượng thuê bao di động cũng như sự xuất hiện nhiều dịch vụ dữ liệu di động tốc độ cao. Kết quả là, yêu cầu quan trọng đối với mạng truy nhập vô tuyến 5G là phải có khả năng chuyển tiếp

⁵ Một phần nội dung của Chương 4 đã được công bố trong 01 bài báo đăng trên kỷ yếu của hội nghị khoa học quốc tế IEEE-ATC 2017 [C3] và tạp chí quốc tế ISI [J6].

khối lượng lớn lưu lượng từ số lượng lớn, mật độ cao các BS vào mạng lõi và ngược lại [110]. Gần đây, mạng truy nhập vô tuyến đám mây (C-RAN) đã và đang nhận được nhiều sự quan tâm, nhằm mục đích cung cấp một giải pháp có tính kinh tế và tiết kiệm năng lượng cho mạng di động 5G [31]. Thông thường, mạng C-RAN gồm hai phần bao gồm backhaul và fronthaul như chỉ ra trong hình 1.2. Phần kết nối fronthaul của mạng truy nhập vô tuyến là phần mạng kết nối giữa các đơn vị băng cơ sở (Base band Unit – BBU) được đặt tại CS (CO) và các điểm RAU. Để đáp ứng được yêu cầu về dung lượng lớn của các mạng fronthaul, sợi quang với kỹ thuật RoF và kết nối vô tuyến ở băng tần milimet được xem là các công nghệ chủ đạo [20]. Gần đây kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến lai ghép sử dụng kết hợp cả sợi quang và kết nối vô tuyến cũng đã được đề xuất [115]. Trong đề xuất này, tín hiệu vô tuyến ở băng tần MMW được truyền qua sợi quang từ CS tới RAU và sau đó được quang bá trên kênh vô tuyến tới các RRH [115]. Theo đó, RAU đóng vai trò là nút chuyển tiếp còn BBU và RRH là các nút nguồn và nút đích cho đường xuống và ngược lại cho đường lên.

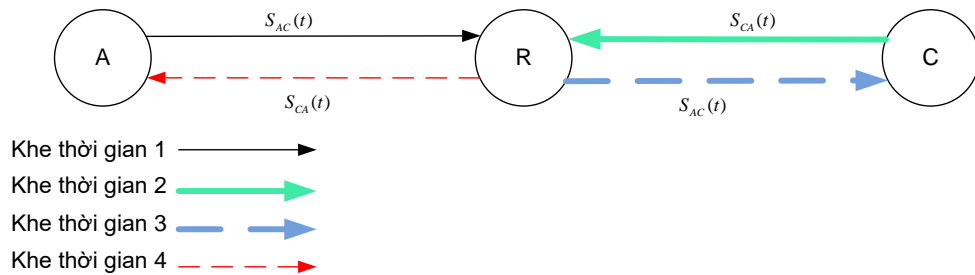
Cho đến nay, đã có nhiều kết quả nghiên cứu về kiến trúc hệ thống RoF đường lên và đường xuống một cách riêng biệt, trong khi kiến trúc hệ thống RoF hai hướng vẫn còn là vấn đề đang được quan tâm nghiên cứu một cách đặc biệt bởi tính ứng dụng của nó trong các mạng thực tế. Sử dụng hai sợi quang hoặc một sợi quang với hai/ba bước sóng khác nhau là các giải pháp đơn giản để cung cấp truyền thông hai hướng [5]. Tuy nhiên, các giải pháp này yêu cầu số lượng sợi quang hoặc bước sóng lớn để hỗ trợ số lượng lớn các BS. Một cách khác, hệ thống RoF hai hướng có thể thực hiện bằng cách truyền tín hiệu trung tần qua sợi quang và nâng tần hoặc hạ tần tại các RAU [26,78,82,98]. Trong [78,82], các tác giả đã đề xuất hệ thống RoF 60 GHz hai hướng có chi phí hiệu quả sử dụng các bộ điều chế hấp thụ điện (EAM) và bộ khuếch đại quang bán dẫn (Semiconductor Optical Amplifier - SOA) làm bộ biến đổi nâng và hạ tần. Tuy nhiên, giải pháp này yêu cầu bộ dao động nội quang (Optical Local Oscillator - OLO) tại các RAU. Một phương pháp biến đổi nâng hạ tần khác được thực hiện bằng cách sử dụng quang điện tử bán dẫn HPT

(heterojunction phototransistor) InP/InGaAs hoặc SOA mà không cần bất cứ bộ dao động OLO nào tại các RAU [26,98].

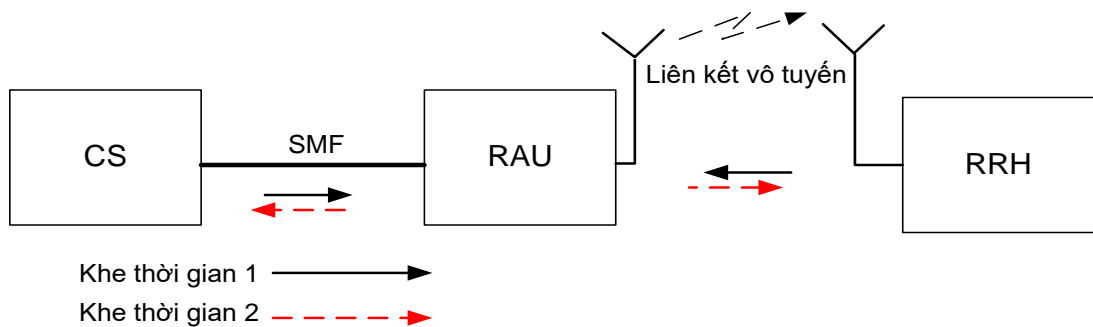
Tuy nhiên, các nghiên cứu trên chỉ mới đưa ra truyền dẫn song hướng cho liên kết backhaul hoặc fronthaul dựa trên sợi quang. Chi phí và thách thức trong việc lắp đặt sợi quang là các hạn chế đáng kể của các nghiên cứu đó, đặc biệt là trong các khu vực thành thị. Việc sử dụng cáp sợi quang cũng thiếu sự mềm dẻo và không phù hợp trong nhiều ứng dụng và trường hợp như sau các thảm họa lớn. Do vậy, trong chương này, một mô hình hệ thống lai ghép quang – vô tuyến, MMW-RoF, cho kết nối fronthaul của mạng truy nhập vô tuyến để khắc phục được các nhược điểm trên được đề xuất. Trong kiến trúc kết nối fronthaul, CS được kết nối với RAU qua liên kết MMW-RoF trong khi kết nối giữa RAU và RRH dựa trên liên kết vô tuyến sử dụng băng sóng MMW. Mặc dù, đề xuất này giống với ý tưởng trong [115], nó vẫn có đóng góp mới như cải thiện kiến trúc và có khả năng cung cấp truyền dẫn hai hướng cho kết nối fronthaul trong cả kênh quang và kênh vô tuyến.

Thông thường, tài nguyên vật lý như sợi quang và tần số vô tuyến cần gấp đôi để cung cấp truyền dẫn song công hai hướng. Để giảm các tài nguyên yêu cầu, kỹ thuật chuyển tiếp bán song công hai hướng cho hệ thống lai ghép quang – vô tuyến sử dụng kỹ thuật MMW-RoF, trong đó RAU đóng vai trò làm nút chuyển tiếp giữa CS và RRH, được đề xuất sử dụng. Kiến trúc đề xuất này có hiệu quả về chi phí cũng như yêu cầu chỉ một sợi quang với một bước sóng và một tần số MMW cho truyền dẫn hai hướng cho cả đường lên và đường xuống. Ngoài ra, kỹ thuật chuyển tiếp hai hướng bán song công truyền thống yêu cầu bốn khe thời gian để hoàn thành việc gửi dữ liệu (ví dụ hai gói tin) giữa hai nút đầu cuối, A và C, qua nút chuyển tiếp (R) như chỉ ra trong hình 4.1. Trong kiến trúc đề xuất, bằng cách sử dụng mã hóa mạng tương tự (ANC) tại RAU, số khe thời gian yêu cầu có thể được giảm xuống chỉ còn 2 khe thời gian. Kết quả là, thông lượng hệ thống sẽ được tăng lên gấp đôi [46,112-114,121]. Như chỉ ra trong hình 4.2, CS và RRH có thể truyền dữ liệu tới RAU tại cùng thời điểm, chỉ sử dụng một khe thời gian. RAU tổng hợp hai tín hiệu từ CS và RRH (nghĩa là $s_{RAU}(t) = s_{CS}(t) + s_{RRH}(t)$), sau đó, khuếch đại và

gửi tín hiệu tổng này tới CS và RRH trong khe thời gian thứ 2. Do CS biết dữ liệu đã gửi đi, tức là $s_{CS}(t)$, nó có thể loại bỏ $s_{CS}(t)$ khỏi tín hiệu tổng nhận được, $s_{RAU}(t)$, từ RAU để lấy được tín hiệu $s_{RRH}(t)$. Tương tự như vậy, RRH cũng có thể khôi phục được tín hiệu $s_{CS}(t)$ từ CS.



Hình 4.1. Kỹ thuật chuyển tiếp bán song công hai hướng truyền thống không sử dụng ANC

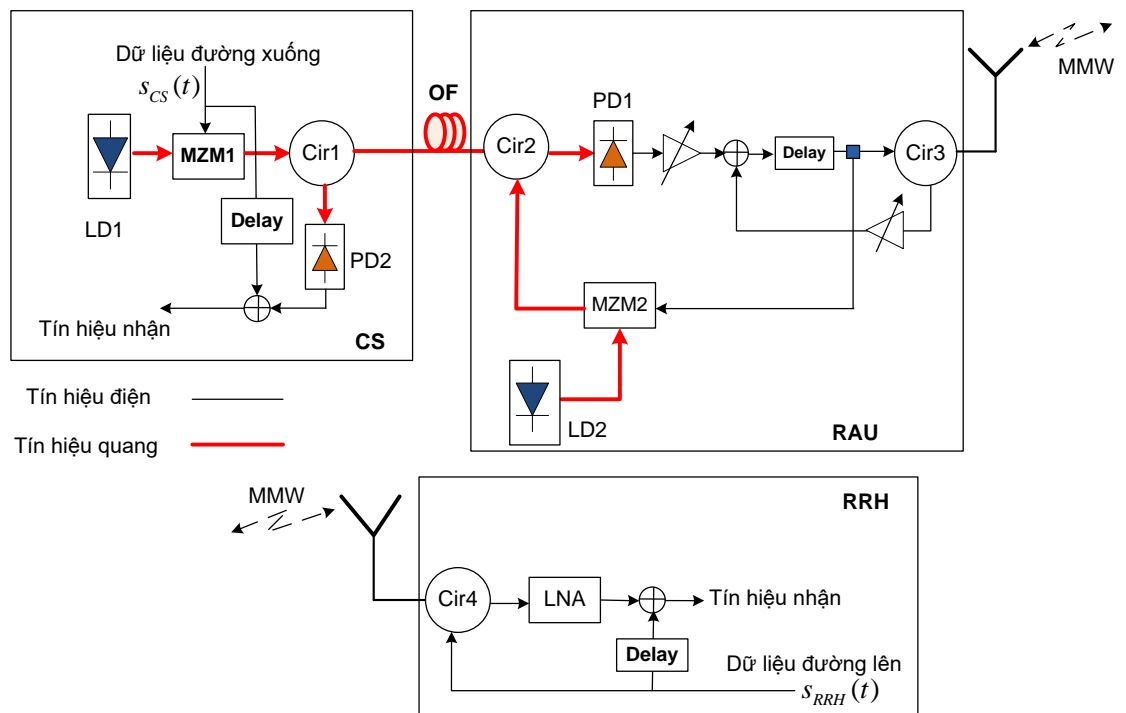


Hình 4.2. Kiến trúc fronthaul đề xuất với kỹ thuật chuyển tiếp bán song công hai hướng với ANC tại RAU

4.2 ĐỀ XUẤT MÔ HÌNH HỆ THỐNG MMW-RoF CHUYỂN TIẾP SONG HƯỚNG CHO MẠNG TRUY NHẬP VÔ TUYẾN

Sơ đồ khối kiến trúc hệ thống fronthaul chuyển tiếp song hướng đề xuất sử dụng công nghệ MMW-RoF được chỉ ra trong hình 4.3. Tín hiệu đường xuống/đường lên từ CS/RRH được chuyển tiếp tại RAU, tại đó ANC với truyền dẫn trên hai khe thời gian được sử dụng. Trong suốt thời gian khe thứ nhất, sóng mang quang được điều chế với tín hiệu đường xuống RF, $s_{CS}(t)$, nhờ bộ điều chế MZM thứ nhất (MZM1). Tiếp theo, tín hiệu quang đã được điều chế được chuyển qua bộ Cir 1 (Circulator 1) và sau đó được truyền qua sợi quang tới RAU. Cũng cùng thời gian đó, tín hiệu đường lên RF tại RRH, $s_{RRH}(t)$, được truyền tới RAU qua liên kết

MMW. Cả hai tín hiệu $s_{CS}(t)$ và $s_{RRH}(t)$ đều ở tần số MMW (f_{mm}). RAU đóng vai trò như nút chuyển tiếp, đầu tiên sẽ kết hợp hai tín hiệu RF, $s_{CS}(t)$ tại đầu ra của bộ tách sóng quang thứ nhất (PD1) và $s_{RRH}(t)$ nhận được từ anten, sau đó khuếch đại và quảng bá tín hiệu kết hợp đó tới cả CS và RRH trong khe thời gian thứ hai. Tín hiệu kết hợp được truyền trực tiếp tới RRH qua liên kết MMW trong khi nó được điều chế với sóng mang quang tại bộ điều chế MZM2 trước khi được gửi tới CS qua sợi quang.



Hình 4.3. Hệ thống fronthaul quang – vô tuyến hai hướng bán song công sử dụng MMW-RoF và ANC

Tại RRH, tín hiệu nhận được gồm tổng của $s_{CS}(t)$ và $s_{RRH}(t)$ trước tiên được khuếch đại bởi bộ khuếch đại tạp âm thấp (LNA). Sau đó, tín hiệu được gửi từ CS, $s_{CS}(t)$, sẽ được tách ra bằng cách loại bỏ tín hiệu $s_{RRH}(t)$ khỏi tín hiệu kết hợp (nhờ bộ trễ tại RRH, bộ này có chức năng làm trễ tín hiệu để loại bỏ được tín hiệu $s_{RRH}(t)$ khỏi tín hiệu nhận được từ CS). Tại CS, bộ tách sóng PD2 được sử dụng để khôi phục tín hiệu quang đã được điều chế. Tương tự như bên RRH, CS cũng có thể

tách $s_{RRH}(t)$ ra bằng cách loại bỏ tín hiệu $s_{CS}(t)$ từ tín hiệu kết hợp nhận được từ RAU.

4.3 KHẢO SÁT HIỆU NĂNG CỦA HỆ THỐNG MMW-RoF CHUYỂN TIẾP SONG HƯỚNG SỬ DỤNG ANC

Trong phần này, hiệu năng của hệ thống MMW-RoF chuyển tiếp song hướng sử dụng ANC đề xuất được phân tích về mặt thông lượng, dưới ảnh hưởng của nhiều tham số lớp vật lý tại bộ thu, sợi quang, và kênh vô tuyến, bao gồm các nguồn nhiễu, tán sắc sợi quang và fading kênh vô tuyến. Hai kỹ thuật chuyển tiếp là giải mã và chuyển tiếp (decode-and-forward -DF) và khuếch đại và chuyển tiếp (amplify-and-forward - AF) được xem xét và so sánh với kỹ thuật chuyển tiếp truyền thống.

Trước tiên tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu cho cả đường lên và đường xuống sẽ được tính toán. Dựa vào các tỉ số SNR đó, hiệu năng hệ thống, về mặt thông lượng, sẽ được phân tích phụ thuộc vào các tham số vật lý nêu trên.

4.3.1 Hệ số kênh

Giả thiết chỉ xét đến suy hao sợi quang và tán sắc sợi quang, hệ số kênh quang được tính như sau [54]:

$$h_1 = \exp(-\alpha L)h_{CD}, \quad (4.1)$$

trong đó, α là hệ số suy hao của sợi quang, L là chiều dài sợi quang giữa CS và RAU. h_{CD} là sự suy giảm công suất tín hiệu do tán sắc sắc thể gây ra, được tính theo công thức 2.25.

Đối với kênh vô tuyến sử dụng băng tần MMW, truyền thông LOS và anten định hướng có hệ số khuếch đại cao được sử dụng, do đó tín hiệu hầu như chỉ chịu ảnh hưởng của suy hao đường truyền. Khi đó, hệ số kênh của liên kết MMW có thể được biểu diễn như sau [158]:

$$h_2 = \frac{G_{Tx}G_{Rx}}{P_L}, \quad (4.2)$$

trong đó, G_{Tx} và G_{Rx} là hệ số khuếch đại của anten phát và thu tương ứng; P_L là suy hao tổng của liên kết vô tuyến, được xác định bởi công thức 2.13.

4.3.2 SNR đường xuống

Đối với đường xuống từ CS tới RAU, trong khe thời gian đầu tiên, dữ liệu điện đường xuống, $s_{CS}(t)$, được điều chế với sóng mang quang tại bộ điều chế MZM1 với chỉ số điều chế là m_1 và truyền qua sợi quang tới RAU. Tại RAU, tín hiệu từ CS được kết hợp với tín hiệu từ RRH trong miền điện trước khi chuyển tiếp tới RRH. Tín hiệu kết hợp tại RAU được mô tả như sau:

$$s_{RAU}(t) = \mathfrak{R}_1 h_1 \beta_1 P_{CS} m_1 s_{CS}(t) + \sqrt{P_{RRH} h_2 \beta_2} s_{RRH}(t) + n_{RAU}(t), \quad (4.3)$$

trong đó, \mathfrak{R}_1 là độ nhạy của PD1, n_{RAU} là nhiễu tại RAU, gồm nhiễu từ bộ thu quang và từ bộ thu vô tuyến. h_1 và h_2 tương ứng là hệ số kênh của kênh quang và kênh vô tuyến. P_{CS} và P_{RRH} là công suất phát quang tại CS và công suất phát tín hiệu RF tại RRH. $\beta_1 = 1/h_1$ và $\beta_2 = 1/h_2$ lần lượt là các hệ số khuếch đại được điều chỉnh để bù lại suy hao của kênh quang và kênh vô tuyến.

Nhiều tại RAU gồm nhiều nguồn nhiễu khác nhau như nhiễu cường độ tương đối của Laser, nhiễu nỏ, nhiễu nhiệt từ cả bộ thu quang và bộ thu vô tuyến [23,54]. Nhiễu tổng tại RAU được xác định bởi:

$$\begin{aligned} \sigma_{RAU}^2 = & \underbrace{S_{RIN} (m_1 P_{CS} h_1 \mathfrak{R}_1)^2 B_n}_{\text{Relative intensity noise}} + \underbrace{2q(m_1 P_{CS} h_1 \mathfrak{R}_1) B_n}_{\text{Shot noise}} \\ & + \underbrace{\frac{K_B T B_n}{R_L} NF_{RAU}}_{\text{Thermal noise}}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

trong đó, B_n là băng tần nhiễu hiệu dụng, S_{RIN} là mật độ phổ công suất của nhiễu RIN, NF_{RAU} là hệ số nhiễu của bộ thu tại RAU.

Trong khe thời gian thứ hai, tín hiệu nhận được tại RRH có thể được mô tả như sau:

$$r_{RRH}(t) = \sqrt{h_2 m_1^2 \mathfrak{R}_1^2 P_{CS}^2} s_{CS}(t) + \sqrt{h_2 P_{RRH}} s_{RRH}(t) + \sqrt{h_2} n_{RAU}(t) + n_{RRH}(t), \quad (4.5)$$

trong đó, n_{RRH} là dòng nhiễu tại RRH, có biên thiên nhiễu được tính bởi:

$$\sigma_{RRH}^2 = \frac{K_B T B_n}{R_L} N F_{RRH}, \quad (4.6)$$

trong đó, $N F_{RRH}$ là hệ số nhiễu của bộ thu RF tại RRH.

Do RRH biết $s_{RRH}(t)$ và có khả năng ước tính giá trị của h_2 , thành phần thứ 2 trong công thức 4.5 có thể được loại bỏ khỏi các thành phần trong công thức 4.5 để thu được tín hiệu đường xuống được gửi từ CS tới RRH, tín hiệu thu được được ước tính như sau:

$$\hat{s}_{RRH}(t) = \sqrt{h_2 m_1^2 \mathfrak{R}_1^2 P_{CS}^2} s_{CS}(t) + \sqrt{h_2} n_{RAU}(t) + n_{RRH}(t). \quad (4.7)$$

Từ đó tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu của đường xuống có thể được tính như sau:

$$\gamma_d = \frac{h_2 m_1^2 \mathfrak{R}_1^2 P_{CS}^2}{h_2 \sigma_{RAU}^2 + \sigma_{RRH}^2}. \quad (4.8)$$

4.3.2 SNR đường lên

Đối với đường lên, từ RRH tới CS, dữ liệu điện đường lên, $s_{RRH}(t)$, được kết hợp với tín hiệu từ CS trong miền điện trước khi được điều chế với sóng mang quang tại bộ điều chế MZM2 và được truyền qua sợi quang tới CS. Tín hiệu điện nhận được tại CS trong khe thời gian thứ hai có thể được biểu diễn bởi:

$$r_{CS}(t) = \mathfrak{R}_2 h_1 P_{RAU} m_2 \times \left\{ \mathfrak{R}_1 P_{CS} m_1 s_{CS}(t) + \sqrt{P_{RRH}} s_{RRH}(t) + n_{RAU}(t) \right\} + n_{CS}(t), \quad (4.9)$$

trong đó, m_2 là chỉ số điều chế của MZM2, P_{RAU} là công suất quang từ LD2, \mathfrak{R}_2 là đáp ứng của PD2, n_{CS} là dòng nhiễu tại CS có công suất được tính toán như sau:

$$\begin{aligned}
\sigma_{CS}^2 = & \underbrace{S_{RIN} (\Re_2 h_1 P_{RAU} m_2)^2 B_n}_{\text{Relative intensity noise}} + \underbrace{2q (\Re_2 h_1 P_{RAU} m_2 \Re_1 P_{CS} m_1) B_n}_{\text{CS-induced shot noise}} \\
& + \underbrace{2q (\Re_2 h_1 P_{RAU} m_2 \sqrt{P_{RRH}}) B_n}_{\text{RRH-induced shot noise}} + \underbrace{2q (\Re_2 h_1 P_{RAU} m_2) B_n}_{\text{RAU-induced shot noise}} + \underbrace{\frac{K_B T B_n}{R_L} NF_{CS}}_{\text{Thermal noise}}, \quad (4.10)
\end{aligned}$$

trong đó, NF_{CS} là hệ số nhiễu bộ thu tại CS.

Bởi vì $s_{CS}(t)$ và tất cả các tham số trong thành phần đầu tiên của công thức 4.9 gồm m_1 , m_2 , h_1 , h_2 , \Re_1 và \Re_2 , giá trị ước tính của tín hiệu đường lên ($s_{RRH}(t)$) nhận được tại CS có thể tách được bằng cách loại bỏ thành phần đầu tiên trong công thức 4.9:

$$\hat{s}_{CS}(t) = \Re_2 h_1 P_{RAU} m_2 \left\{ \sqrt{P_{RRH}} s_{RRH}(t) + n_{RAU}(t) \right\} + n_{CS}(t). \quad (4.11)$$

Từ công thức 4.11, tỉ số SNR của đường lên được tính như sau:

$$\gamma_u = \frac{(\Re_2 h_1 P_{RAU} m_2)^2 P_{RRH}}{\sigma_{CS}^2}. \quad (4.12)$$

4.3.3 Thông lượng hệ thống

Thông lượng cho ba kỹ thuật chuyển tiếp bao gồm chuyển tiếp truyền thông, kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên DNC và kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên ANC sẽ được trình bày trong phần này.

4.3.3.1 Thông lượng của hệ thống đề xuất sử dụng chuyển tiếp dựa trên ANC

Gọi N_b là số bit của một gói dữ liệu, T_p là khoảng thời gian của một gói. Như vậy, tốc độ dữ liệu chuẩn hóa $R_s = N_b/T_p$ [bps]. Trong kiến trúc đề xuất như chỉ ra trong hình 4.3, RAU thực hiện kỹ thuật chuyển tiếp AF với ANC. Gọi Ω_{CS} và Ω_{RRH} là các sự kiện mà một gói được nhận đúng tại CS và một gói được nhận đúng tại RRH. $\bar{\Omega}_{CS}$ và $\bar{\Omega}_{RRH}$ là các sự kiện ngược lại của Ω_{CS} và Ω_{RRH} . Theo đó, $P(\Omega)$ và $P(\bar{\Omega})$ lần lượt là xác suất xảy ra sự kiện Ω và $\bar{\Omega}$. Do xác suất gói được chuyển tới đích bằng $1/2$, thông lượng của hệ thống đề xuất có thể được tính như sau:

$$\begin{aligned}
T^{ANC} &= \frac{R_s}{2} \left\{ 2P(\Omega_{CS}, \Omega_{RRH}) + P(\Omega_{CS}, \bar{\Omega}_{RRH}) + P(\bar{\Omega}_{CS}, \Omega_{RRH}) \right\} \\
&= \frac{R_s}{2} \left\{ P(\Omega_{CS}, \Omega_{RRH}) + P(\Omega_{CS}, \bar{\Omega}_{RRH}) \right. \\
&\quad \left. + P(\bar{\Omega}_{CS}, \Omega_{RRH}) + P(\bar{\Omega}_{CS}, \bar{\Omega}_{RRH}) \right\} \\
&= \frac{R_s}{2} \{ P(\Omega_{CS}) + P(\Omega_{RRH}) \} \\
&= \frac{R_s}{2} \{ (1 - p_{e-d}^{ANC}) + (1 - p_{e-u}^{ANC}) \} \\
&= \frac{R_s}{2} (2 - p_{e-d}^{ANC} - p_{e-u}^{ANC}),
\end{aligned} \tag{4.13}$$

trong đó, p_{e-d}^{ANC} và p_{e-u}^{ANC} là xác suất lỗi gói của đường xuống và đường lên, phụ thuộc vào SNR của đường xuống và đường lên tương ứng của hệ thống hai chặng dựa trên ANC. Từ công thức 4.13, thông lượng chuẩn hóa của hệ thống ANC sử dụng AF đề xuất được tính bởi:

$$T_n^{ANC} = \frac{1}{2} (2 - p_{e-u}^{ANC} - p_{e-d}^{ANC}), \tag{4.14}$$

trong đó, T_n^{ANC} là thông lượng chuẩn hóa của hệ thống đề xuất.

Với gói dữ liệu có N_b , tỉ lệ lỗi gói p_{e-u}^{ANC} và p_{e-d}^{ANC} là hàm của xác suất lỗi bit của đường lên và đường xuống, được tính như sau:

$$\begin{aligned}
p_{e-d}^{ANC} &= 1 - (1 - P_{be-d}(\gamma_d))^{N_b}, \\
p_{e-u}^{ANC} &= 1 - (1 - P_{be-u}(\gamma_u))^{N_b},
\end{aligned} \tag{4.15}$$

trong đó, $P_{be-d}(\gamma_d)$ và $P_{be-u}(\gamma_u)$ là kí hiệu xác suất lỗi bit của đường xuống và đường lên. Trường hợp $s_{CS}(t)$ và $s_{RRH}(t)$ là tín hiệu QPSK, xác suất lỗi bit của đường lên và đường xuống được xác định bởi:

$$\begin{aligned}
P_{be-d}(\gamma_d) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_d}{2}} \right) - \frac{1}{8} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{\gamma_d}{2}} \right), \\
P_{be-u}(\gamma_u) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma_u}{2}} \right) - \frac{1}{8} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{\gamma_u}{2}} \right),
\end{aligned} \tag{4.16}$$

trong đó, $\text{erfc}(\cdot)$ là hàm bù lỗi.

4.3.3.2 Thông lượng của hệ thống sử dụng chuyển tiếp truyền thông và chuyển tiếp dựa trên DNC

Để so sánh và đánh giá hiệu quả về thông lượng của hệ thống đề xuất, thông lượng của hệ thống sử dụng chuyển tiếp truyền thông và chuyển tiếp dựa trên DNC được xem xét trong phần này. Trong trường hợp hệ thống sử dụng chuyển tiếp truyền thông (sử dụng 4 khe thời gian để chuyển dữ liệu giữa CS và RRH) và chuyển tiếp dựa trên DNC (sử dụng 3 khe thời gian để chuyển dữ liệu giữa CS và RRH), do tín hiệu được giải mã tại RAU, thông lượng hệ thống phụ thuộc vào tỉ số SNR của hai chặng đơn, đó là chặng CS-RAU và RRH-RAH. Giả sử rằng hệ số nhiễu của bộ thu tại RAU trong trường hợp đơn chặng giảm đi một nửa so với trường hợp hai chặng. SNR của liên kết quang CS-RAU được tính như sau:

$$\gamma_{d-opt} = \frac{(\mathfrak{R}_1 h_1 m_1 P_{CS})^2}{\sigma_{RAU-opt}^2}, \quad (4.17)$$

trong đó, $\sigma_{RAU-opt}^2$ là tổng biến thiên nhiễu của bộ thu quang tại RAU, được tính như sau:

$$\begin{aligned} \sigma_{RAU-opt}^2 = & \underbrace{S_{RIN} (m_1 h_1 \mathfrak{R}_1 P_{CS})^2 B_n}_{\text{Relative intensity noise}} + \underbrace{2q(m_1 h_1 \mathfrak{R}_1 P_{CS}) B_n}_{\text{Shot noise}} \\ & + \underbrace{\frac{NF_{RAU} K_B T B_n}{2R_L}}_{\text{Thermal noise}}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

SNR của liên kết vô tuyến RRH-RAU được tính bởi:

$$\gamma_{u-rf} = \frac{h_2 P_{RRH}}{\sigma_{RAU-rf}^2} = \frac{h_2 P_{RRH}}{\frac{NF_{RAU} K_B T B_n}{2R_L}}. \quad (4.19)$$

Gọi p_{e-opt} và p_{e-rf} lần lượt là tỉ lệ lỗi gói cho liên kết CS-RAU và RRH-RAU. Giả sử rằng RAU sẽ yêu cầu CS hoặc RRH truyền hoặc truyền lại gói tin cho đến khi RAU nhận được gói tin đó. Sau đó, RAU truyền hoặc truyền lại tới RRH hoặc CS cho tới khi RRH hoặc CS nhận được. Do tính đối xứng, số khe thời gian trung

bình được sử dụng để truyền một gói từ CS tới RRH hoặc từ RRH tới CS là $T_p / (1 - p_{e-opt}) + T_p / (1 - p_{e-rf})$. Thông lượng chuẩn hóa của hệ thống sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp truyền thông được tính như sau

$$T_n^{conv} = \frac{(1 - p_{e-opt}^C)(1 - p_{e-rf}^C)}{2 - p_{e-opt}^C - p_{e-rf}^C}. \quad (4.20)$$

Đối với hệ thống chuyển tiếp dựa trên DNC sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp DF tại RAU, thông lượng chuẩn hóa của hệ thống được rút ra dựa trên chuỗi Markov như trong [113]:

$$T_n^{DNC} = \frac{(2 - p_{e-opt}^{DNC} - p_{e-rf}^{DNC})}{3}. \quad (4.21)$$

Với N_b bit gói dữ liệu, xác suất lỗi gói p_{e-opt} và p_{e-rf} được tính như hàm của xác suất lỗi bit và SNR của liên kết quang (γ_{d-opt}) và SNR của liên kết vô tuyến (γ_{u-rf}) sử dụng công thức (4.15) và công thức (4.16).

4.3.4 Kết quả khảo sát hiệu năng của hệ thống MMW-RoF sử dụng ANC

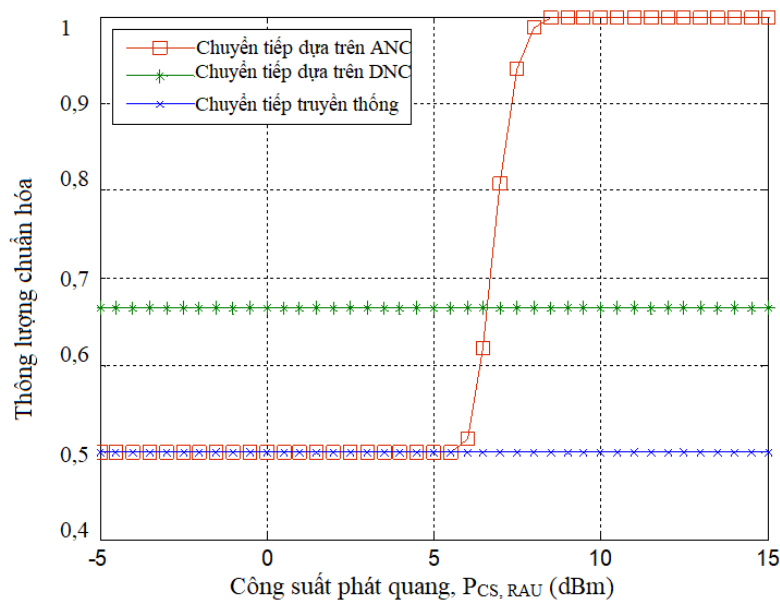
Từ các phân tích hiệu năng về mặt thông lượng kênh của hệ thống đề xuất ở trên. Công cụ phần mềm Matlab được sử dụng để khảo sát hiệu năng hệ thống dựa trên các mô hình toán học đã xây dựng từ phần 4.3.3, bao gồm các công thức về tính thông lượng cho hệ thống MMW-RoF sử dụng ANC (4.14), sử dụng DNC (4.21) và không sử dụng mã hóa mạng (4.20) dựa trên công thức tính tỉ số SNR cho đường xuống (4.8) và đường lên (4.12) đã được xây dựng trong phần 4.3.3. Trong phần này, hiệu năng của hệ thống đề xuất sử dụng chuyển tiếp dựa trên ANC được so sánh với hiệu năng hệ thống sử dụng chuyển tiếp truyền thông và chuyển tiếp dựa trên DNC, trong đó các tín hiệu từ CS và RRH được giải mã và được thực hiện mã hóa mạng tại RAU trước khi gửi lại tới CS và RRH. Do tính đối xứng của các liên kết, công suất phát quang của CS (P_{CS}) và RAU (P_{RAU}) được giả thiết giống nhau. Các kết quả được thể hiện trong các kịch bản khác nhau. Giá trị các tham số và hằng số sử dụng trong các kịch bản được đưa ra trong bảng 4.1.

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

Tên tham số/hằng số	Ký hiệu	Giá trị	Tài liệu tham khảo
Hệ số suy hao của sợi quang	α	0,2 dB/km	[54,140]
Điện trở tải	R_L	50 Ω	[4]
Chỉ số điều chế của MZM1	m_1	0,5	
Chỉ số điều chế của MZM2	m_2	0,5	
Đáp ứng của PD	\mathfrak{R}	0,6 A/W	[4,54,148]
Tần số MMW	f_{mm}	60 GHz	
Hệ số khuếch đại anten phát	G_{Tx}	30, 32, hoặc 35 dB	
Hệ số khuếch đại anten thu	G_{Rx}	30, 32, hoặc 35 dB	
Tốc độ ánh sáng	c	3×10^8 m/s	
Hệ số nhiễu tổng của bộ thu	N_{FCS} N_{FRAU} N_{FRRH}	5 dB	
Hằng số Boltzmann	K_B	1,38e-23	
Hệ số tán sắc	D	17 ps/(nm.km)	
Băng tần nhiễu hiệu dụng	B_n	10GHz	[54]
Độ rộng phổ toàn phần tại nửa cực đại của laser	ΔU_m	12.75MHz	
Hệ số suy hao do oxy	γ_{ox}	15,1 dB/km	[33]
Hệ số suy hao do hơi nước	γ_{wv}	0,1869 dB/km	[33]
Hệ số suy hao do mưa	γ_{rain}	23,2 dB/km	[33]

Kịch bản đầu tiên là khảo sát thông lượng chuẩn hóa của hệ thống đề xuất phụ thuộc vào công suất phát quang tại CS và RAU với công suất phát tại RRH bằng 25 dBm. Độ dài của sợi quang và khoảng cách liên kết vô tuyến lần lượt là 20 km và 100 m, hệ số khuếch đại của anten phát và anten thu đều là 30 dB và số bit trong một gói tin là 1000. Ba kỹ thuật chuyển tiếp được xem xét trong kịch bản này bao gồm chuyển tiếp truyền thống không sử dụng mã hóa mạng, chuyển tiếp dựa trên DNC và chuyển tiếp dựa trên ANC. Các gói tin được giả thiết là được truyền sử dụng điều chế QPSK không mã hóa và kích thước gói là 1000 bit. Kết quả của kịch bản này được đưa ra trong hình vẽ 4.4. Như chỉ ra trong đồ thị, khi công suất phát

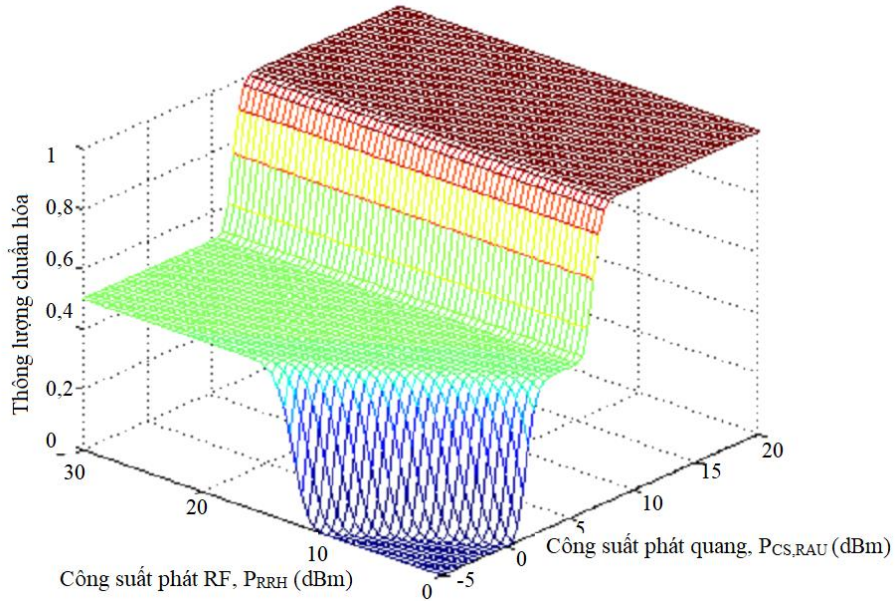
quang thấp, nhiễu tích lũy tại RAU làm suy giảm hiệu năng của hệ thống ANC so với trường hợp chuyển tiếp truyền thống và chuyển tiếp dựa trên DNC. Tuy nhiên, hệ thống đề xuất sử dụng chuyển tiếp dựa trên ANC mang lại thông lượng cao nhất khi công suất phát quang cao. Với các tham số hệ thống đã cho, hệ thống đề xuất có thể đạt được thông lượng tối đa khi công suất phát quang lớn hơn 8,5 dBm. Như vậy, tồn tại giá trị ngưỡng để thông lượng chuẩn hóa đạt được giá trị tối đa cho trường hợp sử dụng kỹ thuật chuyển tiếp ANC.



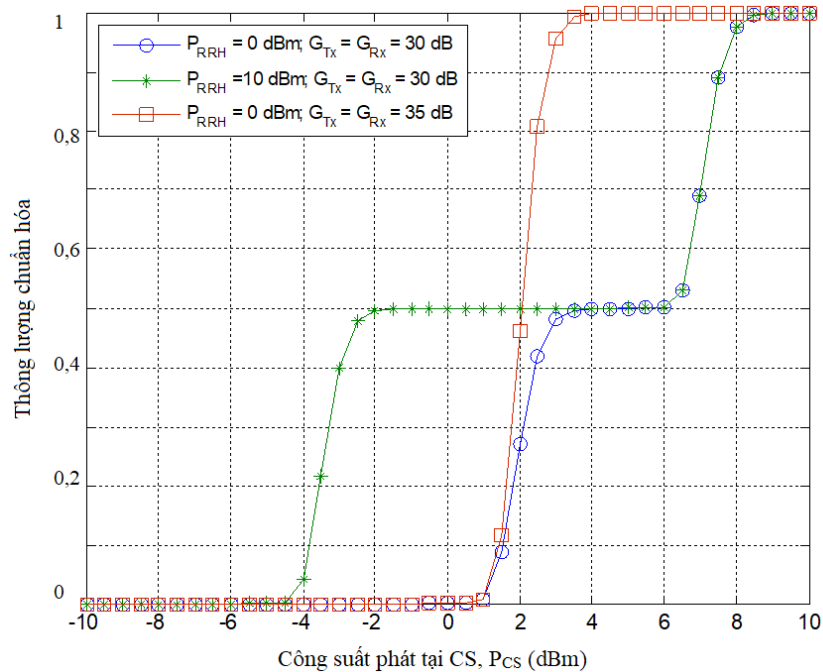
Hình 4.4. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào công suất phát tại CS và RAU với $L=20$ km, $d = 100$ m, $P_{RRH} = 25$ dBm, $G_{TX} = G_{RX} = 30$ dB và $N_b = 1000$ bit

Kịch bản tiếp theo là khảo sát thông lượng chuẩn hóa của hệ thống đề xuất biến thiên theo cả công suất phát quang và công suất phát vô tuyến. Các tham số khác của hệ thống giữ nguyên như kịch bản trước. Kết quả của kịch bản này được thể hiện trong hình 4.5. Thông lượng chuẩn hóa được cải thiện khi các công suất phát quang hay vô tuyến tăng. Tuy nhiên, công suất phát vô tuyến tăng chỉ làm ảnh hưởng đến SNR đường lên và do đó thông lượng chuẩn hóa tối đa chỉ là 0,5 khi $P_{CS,RAU}$ nhỏ hơn giá trị ngưỡng (8,5 dBm). Trong khi đó, công suất phát quang ảnh hưởng đến cả SNR đường lên và đường xuống (xem công thức 4.8 và 4.12), kết quả

là, thông lượng chuẩn hóa tối đa, có giá trị là 1, có thể đạt được khi công suất quang vượt qua mức ngưỡng (từ 8,5 dBm trở lên).

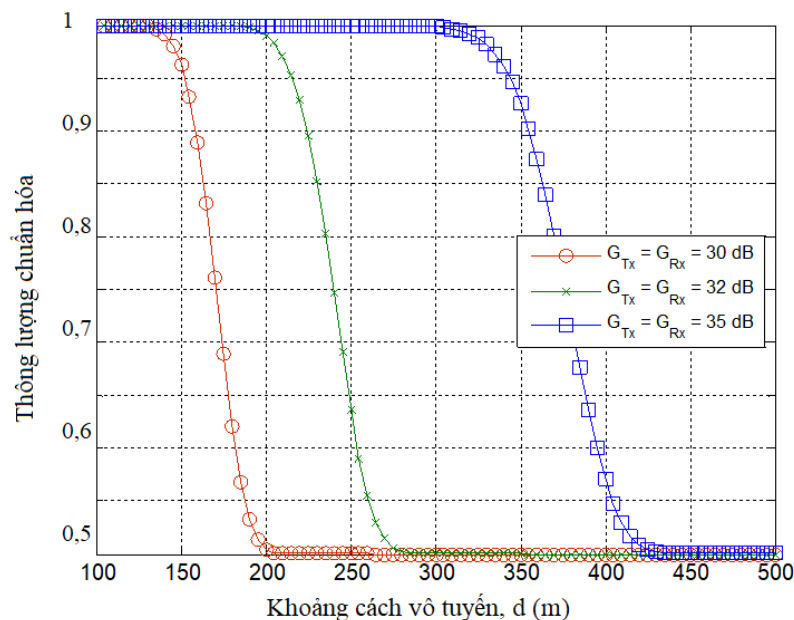


Hình 4.5. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào công suất phát tại CS và RRH cho hệ thống chuyển tiếp dựa vào ANC với $d = 100$ m, $L = 20$ km và $N_b = 1000$ bit



Hình 4.6. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào công suất phát quang cho hệ thống chuyển tiếp dựa trên ANC với $d = 100$ m, $L = 20$ km và $N_b = 1000$ bit

Kịch bản thứ 3 được đưa ra để khảo sát ảnh hưởng của công suất phát quang vào thông lượng chuẩn hóa của hệ thống đề xuất sử dụng chuyển tiếp ANC. Các tham số về độ dài sợi quang, khoảng cách vô tuyến và số bit trong một gói tin giữ nguyên như các kịch bản trước đó. Tham số công suất phát vô tuyến và các hệ số khuếch đại của anten phát và anten thu thay đổi như trên hình 4.6. Kết quả chỉ ra trên đồ thị cho thấy bằng cách tăng công suất phát RF hoặc hệ số khuếch đại anten phát và anten thu, công suất phát quang yêu cầu có thể được giảm đi. Đồ thị cũng chỉ ra rằng với P_{RRH} tăng (hoặc tổng G_{Tx} và G_{Rx}) khoảng 10 dB sẽ được lợi 5 dB về công suất phát quang yêu cầu tại CS và RAU. Tuy nhiên, việc tăng công suất phát vô tuyến và tăng hệ số khuếch đại đóng vai trò khác nhau. Ví dụ, khi $P_{CS,RAU}$ nằm trong dải nào đó (trong kịch bản này là dải [-4,5; 2] dBm), việc tăng các hệ số khuếch đại của các anten không giúp cải thiện thông lượng nhiều như khi tăng công suất phát vô tuyến. Mặt khác, khi $P_{CS,RAU}$ lớn hơn giá trị ngưỡng (2 dBm), tăng các hệ số khuếch đại của các anten sẽ là lựa chọn tốt.

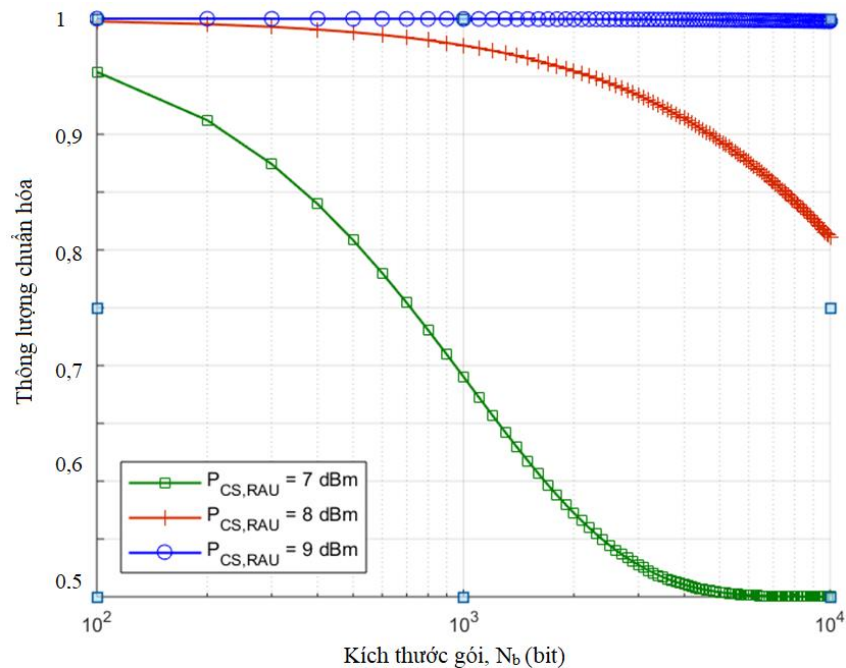


Hình 4.7. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào khoảng cách vô tuyến với $P_{RRH} = 10$ dBm, $L=20$ km, $P_{CS,RAU} = 10$ dBm, $N_b=1000$ bit

Tăng các hệ số khuếch đại của các anten cũng giúp làm mở rộng khoảng cách vô tuyến, khi đó thông lượng tối đa cũng đạt được. Do đó, trong kịch bản thứ 4

thông lượng chuẩn hóa được khảo sát phụ thuộc vào khoảng cách liên kết vô tuyến với các giá trị khác nhau của các hệ số khuếch đại của anten phát và anten thu. Kết quả của kịch bản này được thể hiện trong hình 4.7. Trong đó, công suất phát quang và vô tuyến được cố định tại 10 dBm. Kết quả chỉ ra rằng khoảng cách vô tuyến có thể được kéo dài khi tăng hệ số khuếch đại của các anten. Khi $G_{TX} = G_{RX} = 30$ dB, khoảng cách vô tuyến chỉ có thể là 130 m để đạt được thông lượng tối đa. Khoảng cách vô tuyến có thể đạt được dài hơn khi G_{TX} và G_{RX} tăng. Cụ thể là, hệ thống đề xuất với chiều dài sợi quang là 20 km có thể đạt được thông lượng tối đa với khoảng cách vô tuyến lên tới 300 m khi hệ số khuếch đại $G_{TX} = G_{RX} = 35$ dB.

Kịch bản cuối cùng là khảo sát ảnh hưởng của kích thước gói tin lên thông lượng hệ thống đề xuất với $P_{RRH} = 10$ dBm, $G_{TX} = G_{RX} = 30$ dB, $L = 20$ km và $d = 100$ m. Ba giá trị của công suất phát quang được xét đến gồm 7 dBm, 8 dBm và 9 dBm. Kết quả của kịch bản này chỉ ra trong hình 4.8. Đồ thị chỉ ra rằng thông lượng giảm khi kích thước gói tăng. Vấn đề đó có thể được khắc phục bằng cách sử dụng công suất phát quang cao. Ví dụ, khi $P_{CS,RAU} = 9$ dBm, thông lượng cao nhất được duy trì với kích thước gói lên đến 10000 bit.



Hình 4.8. Thông lượng chuẩn hóa phụ thuộc vào kích thước gói với $P_{RRH} = 10$ dBm, $L=20$ km, $d = 100$ m, $G_{TX} = G_{RX} = 30$ dB

4.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4

Trong chương này, mô hình và giải pháp cải thiện hiệu năng về mặt thông lượng của kết nối fronthaul của mạng truy nhập vô tuyến sử dụng MMW-RoF kết hợp kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên ANC được đề xuất. Trong kiến trúc đề xuất, truyền dẫn hai hướng được triển khai trong cả phân hệ quang và phân hệ vô tuyến với việc sử dụng ANC. Ngoài ra, kiến trúc đề xuất đơn giản vì nó chỉ yêu cầu một sợi quang và một bước sóng cho liên kết quang, cũng như một tần số MMW cho liên kết vô tuyến. Hiệu năng của hệ thống được xem xét dưới ảnh hưởng của nhiều tham số lớp vật lý, bao gồm các nguồn nhiễu, tán sắc sợi quang và fading của kênh vô tuyến. Hai kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên ANC và DNC được xem xét và so sánh với kỹ thuật chuyển tiếp truyền thống. Các kết quả khảo sát hiệu năng không chỉ minh chứng cho tính khả thi của hệ thống đề xuất mà còn cho thấy độ lợi về thông lượng khi ANC được sử dụng.

KẾT LUẬN

Hệ thống MMW-RoF đã được xem là giải pháp đầy tiềm năng để tăng dung lượng, vùng phủ, băng tần, cũng như giảm chi phí cho các mạng truy nhập vô tuyến băng rộng trong tương lai. Nội dung luận án đã đạt được mục tiêu đề ra là phân tích được đồng thời các yếu tố ảnh hưởng chính đến hiệu năng của các hệ thống MMW-RoF với các kịch bản ứng dụng khác nhau và đề xuất giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống khi triển khai trong mạng truy nhập vô tuyến băng rộng. Các kết quả nghiên cứu đã được trình bày chi tiết trong bốn chương của luận án, cụ thể như sau: Chương 1 trình bày tổng quan các vấn đề nghiên cứu; Chương 2 khảo sát hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh hưởng của các tham số; Chương 3 trình bày giải pháp cải thiện hiệu năng hệ thống MMW-RoF đơn hướng; và Chương 4 đề xuất mô hình hệ thống MMW-RoF chuyển tiếp song hướng cho mạng truy nhập vô tuyến. Các kết quả đóng góp mới về khoa học của luận án có thể phân thành ba nhóm như sau:

1. Xây dựng được mô hình giải tích để đánh giá hiệu năng của hệ thống MMW-RoF dưới tác động đồng thời từ phân hệ truyền dẫn sợi quang RoF và phân hệ truyền dẫn vô tuyến MMW

Mô hình giải tích kết hợp biểu diễn sự phụ thuộc của hiệu năng hệ thống vào các tham số hệ thống và các tham số ảnh hưởng đóng vai trò hết sức quan trọng trong việc nghiên cứu khảo sát và đánh giá hiệu năng hệ thống MMW-RoF. Thông thường, các nghiên cứu trước đây chỉ tập trung khảo sát hiệu năng tuyến truyền dẫn quang RoF (với chưa đầy đủ các tham số ảnh hưởng) và tách rời với tuyến truyền dẫn vô tuyến. Số lượng và phạm vi các nghiên cứu khảo sát hiệu năng đồng thời của cả tuyến quang RoF và tuyến vô tuyến MMW còn hạn chế. Hơn nữa, phần ảnh hưởng của kênh vô tuyến cũng chưa được đánh giá cùng với các ảnh hưởng của kênh quang một cách đầy đủ. Ngoài ra, hiệu năng của hệ thống MMW-RoF được đo thử nghiệm nhiều hơn là phân tích về mặt lý thuyết. Vì vậy, trong luận án này, nghiên cứu sinh đã xây dựng mô hình giải tích khảo sát toàn diện hiệu năng hệ thống MMW-RoF dưới ảnh của các tham số hệ thống bao gồm các tham số của đường truyền quang, thiết bị thu phát quang, đường truyền vô tuyến và thiết bị thu phát vô tuyến với các kịch bản ứng dụng khác nhau gồm kịch bản ứng dụng cho

mạng truy nhập băng rộng và kích bản ứng dụng cho kết nối backhaul của mạng truy nhập vô tuyến.

2. Đề xuất giải pháp sử dụng giải pháp ghép kênh không gian trong sợi quang và phân tập không gian trong đường truyền vô tuyến nâng cao hiệu năng của hệ thống MMW-RoF

Trong đóng góp này, nghiên cứu sinh đã đề xuất các giải pháp ghép kênh trong sợi quang và phân tập không gian đường truyền vô tuyến, cụ thể là sử dụng sợi đa lõi MCF và kỹ thuật MIMO nhằm cải thiện dung lượng hệ thống MMW-RoF. Hai đóng góp chính đã được trình bày trong luận án, bao gồm:

- + Thứ nhất, nghiên cứu sinh đã đề xuất kiến trúc lai ghép quang-vô tuyến dựa trên kết hợp hệ thống MMW-RoF sử dụng sợi quang đa lõi và kỹ thuật MIMO để tạo các kết nối backhaul dung lượng cao cho mạng vô tuyến. Kiến trúc đề xuất có các RAU đơn giản, cho phép mang lại hiệu quả về chi phí và sử dụng năng lượng.
- + Thứ hai, hiệu năng của kiến trúc kết nối backhaul đường xuống sử dụng MCF và MIMO lần đầu tiên được đánh giá một cách toàn diện về mặt dung lượng kênh. Ảnh hưởng của tham số lớp vật lý từ sợi quang, kênh vô tuyến cũng như các nguồn nhiễu cũng được xem xét trong các phân tích. Dựa trên nghiên cứu lý thuyết, ảnh hưởng của mỗi tham số có thể được định lượng một cách cụ thể và do đó cung cấp các thông tin hữu ích cho việc thiết kế hệ thống.

3. Đề xuất sử dụng mã hóa mạng cải thiện hiệu năng của hệ thống MMW-RoF hai hướng bán song công

Đóng góp này có thể được tách ra thành hai nội dung như sau:

- + Thứ nhất, luận án đề xuất mô hình kiến trúc truyền dẫn hai hướng bán song công sử dụng MMW-RoF kết hợp kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên ANC. Không giống như kiến trúc truyền thống, chỉ một kiểu phương tiện truyền tải được sử dụng, hệ thống lai ghép quang/vô tuyến đã được đề xuất cho kết nối fronthaul của mạng truy nhập vô tuyến. Trong kiến trúc đề xuất, truyền dẫn hai hướng được triển khai trong cả sợi quang và liên kết vô tuyến nhờ sử dụng mã hóa mạng (ANC). Ngoài ra, kiến trúc đề xuất đơn giản vì nó chỉ yêu cầu một sợi quang và

một bước sóng cho liên kết quang, cũng như một tần số MMW cho liên kết vô tuyến.

- + Thứ hai, luận án đã xây dựng mô hình giải tích phân tích hiệu năng hệ thống MMW-RoF song hướng bán song công với các kỹ thuật chuyển tiếp khác nhau. Hiệu năng của hệ thống được xem xét dưới ảnh hưởng của nhiều tham số lớp vật lý, bao gồm các nguồn nhiễu, tán sắc sợi quang và fading của kênh vô tuyến. Hai kỹ thuật chuyển tiếp dựa trên ANC và DNC được xem xét và so sánh với kỹ thuật chuyển tiếp truyền thống. Các kết quả khảo sát hiệu năng không chỉ minh chứng cho tính khả thi của hệ thống đề xuất mà còn cho thấy độ lợi về thông lượng khi ANC được sử dụng. Điểm đóng góp khác biệt của luận án so với các nghiên cứu trước đây đó là các nghiên cứu trước đây thường tập trung đánh giá, cải thiện hiệu năng lớp vật lý, mà chưa lượng hóa được các ảnh hưởng từ lớp vật lý của hệ thống MMW-RoF nên các tham số hiệu năng lớp cao hơn.

Hướng nghiên cứu tiếp theo của luận án sẽ tập trung vào nghiên cứu ứng dụng công nghệ MMW-RoF cho các kịch bản cụ thể có tính cấp thiết cao như mạng truy nhập vô tuyến băng rộng cho đường sắt cao tốc, tàu điện ngầm hay cho các tầng hầm trong tòa nhà.

CÁC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC ĐÃ CÔNG BỐ

BÀI BÁO KHOA HỌC

- [J1] Phạm Anh Thu, Dang The Ngoc, and Vu Tuan Lam, “Performance Analysis of OFDM Millimeter-wave RoF Systems using APD Receiver”, *VAST Journal of Science and Technology*, vol. 53, no. 2C, pp. 135-147, Dec. 2015. (***Tạp chí Khoa học và Công nghệ - Viện Hàn lâm Khoa học Công nghệ Việt Nam***)
- [J2] Thu A. Phạm, Hai Chau Le, Lam T. Vu, and Ngoc T. Dang, “Performance Analysis of Gigabit-Capable Radio Access Networks Exploiting TWDM-PON and RoF Technologies”, *PTIT Journal of Science and Technology on Information and Communications*, vol. 1, no. 2, pp. 78-86, Sept. 2016. (***Tạp chí Khoa học công nghệ Thông tin Truyền thông, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông***)
- [J3] Phạm Anh Thu (*), Vũ Tuấn Lâm, “Cải thiện hiệu năng hệ thống MMW-RoF sử dụng ghép kênh phân cực và phân tập không gian”, *Journal of Science and Technology on Information and Communications*, pp. 10-16, 2016. (***Tạp chí Khoa học công nghệ Thông tin Truyền thông, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông***).
- [J4] Thu A. Phạm, Hien T. T. Pham, Hai-Chau Le, and Ngoc T. Dang, “Numerical Analysis of the Performance of Millimeter-wave RoF-based Cellular Backhaul Links“, *Journal of Optical Communications*. DOI: 10.1515/joc-2016-0028, June 2016. (***Tạp chí quốc tế ISI và Scopus***)
- [J5] Thu A. Phạm, Hien T. T. Pham, Hai-Chau Le, and Ngoc T. Dang, "High-Capacity Mixed Fiber-Wireless Backhaul Networks Using MMW Radio-over-MCF and MIMO" *Optics Communications*, vol. 40, pp. 43-49, Oct. 2017. (***Tạp chí quốc tế ISI với SCI-indexed***).
- [J6] Thu A. Phạm, Lam T. Vu, and Ngoc T. Dang, “A Novel Bidirectional Half-Duplex Fronthaul System using MMW-RoF and Analog Network Coding,” *Physical Communication*, vol. 28, pp. 116-122, June 2018. (***Tạp chí quốc tế ISI***)

HỘI NGHỊ KHOA HỌC

- [C1] Thu A. Phạm, Hien T. T. Pham, Lam T. Vu, and Ngoc T. Dang, “Effects of Noise and Distortion on Performance of OFDM Millimeter-wave RoF Systems” *In the*

- Proc. of the second IEEE/NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS 2015)*, Hochiminh, Vietnam, Sept. 2015, pp. 153-157.
- [C2] Thu A. Pham, Hien T. T. Pham, Hai-Chau Le, and Ngoc T. Dang, “Performance Analysis of MMW-RoF Link in Broadband Optical-Wireless Access Networks” *In the Proc. of the third IEEE/NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS 2016)*, Danang, Vietnam, Sept. 2016, pp. 153-158.
- [C3] Thu A. Pham, Nga T. T. Nguyen, Lam T. Vu, and Ngoc T. Dang, “A Novel Hybrid Fiber-Wireless RoF/MMW System using Bidirectional Amplify-and-Forward Relaying,” *In the Proc. of the 2017 IEEE International Conferences on Advanced Technologies for Communications (ATC 2017)*, Quy Nhon, Vietnam, Oct. 2017, pp. 186-191.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. A. Bekkali, T. Kobayashi, K. Nishimura, N. Shibagaki, K. Kashima, and Y. Sato, “Real-Time 10GbE Data Transmission Over a Converged RoF Links and 96-GHz Wireless Bridge,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 29, no. 1, pp. 15–18, Jan. 2017.
- [2]. A. Chowdhury, Hung-Chang Chien, Yu-Ting Hsueh, and Gee-Kung Chang, “Advanced System Technologies and Field Demonstration for In-Building Optical-Wireless Network With Integrated Broadband Services,” *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 12, pp. 1920–1927, Jun. 2009.
- [3]. A. E. A. Farghal, “Performance Analysis of Core-Multiplexed Spectral Amplitude Coded OCDMA PON,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 8, no. 9, p. 666, Sep. 2016.
- [4]. A. H. M. R. Islam, M. Bakaul, A. Nirmalathas, and G. E. Town, “Simplification of millimeter-wave radio-over-fiber system employing heterodyning of uncorrelated optical carriers and self-homodyning of RF signal at the receiver,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 5, p. 5707, Feb. 2012.
- [5]. A. H. M. R. Islam, M. Bakaul, A. Nirmalathas, and G. E. Town, “Simplified Generation, Transport, and Data Recovery of Millimeter-Wave Signal in a Full-Duplex Bidirectional Fiber-Wireless System,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 16, pp. 1428–1430, Aug. 2012.
- [6]. A. Hirata *et al.*, “Transmission Characteristics of 120-GHz-Band Wireless Link Using Radio-on-Fiber Technologies,” *J. Light. Technol.*, vol. 26, no. 15, pp. 2338–2344, Aug. 2008.
- [7]. A. Kanno *et al.*, “Optical and millimeter-wave radio seamless MIMO transmission based on a radio over fiber technology,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 28, p. 29395, Dec. 2012.
- [8]. A. Kobayakov, M. Sauer, A. Ng’oma, and J. H. Winters, “Effect of Optical Loss and Antenna Separation in 2x2 MIMO Fiber-Radio Systems,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 1, pp. 187–194, Jan. 2010.
- [9]. A. Lebedev, S. Forchhammer, I. Tafur Monroy, and J. J. Vegas Olmos, “Architectures for radio over fiber transmission of high-quality video and data signals,” Citeseer, 2013.
- [10]. A. M. J. Koonen and M. G. Larrode, “Radio-Over-MMF Techniques, 2014; Part II: Microwave to Millimeter-Wave Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 26, no. 15, pp. 2396–2408, Aug. 2008.
- [11]. A. Ng’oma *et al.*, “Performance of a Multi-Gb/s 60 GHz Radio Over Fiber System Employing a Directly Modulated Optically Injection-Locked VCSEL,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 16, pp. 2436–2444, Aug. 2010.
- [12]. A. Nirmalathas, D. Novak, C. Lim, and R. B. Waterhouse,

- “Wavelength reuse in the WDM optical interface of a millimeter-wave fiber-wireless antenna base station,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 10, pp. 2006–2012, Oct. 2001.
- [13]. A. T. Pham, P. V. Trinh, V. V. Mai, N. T. Dang, and Cong-Thang Truong, “Hybrid free-space optics/millimeter-wave architecture for 5G cellular backhaul networks,” 2015, pp. 1–3.
- [14]. A. Wiberg, P. Perez-Millan, M. V. Andres, P. A. Andrekson, and P. O. Hedekvist, “Fiber-optic 40-GHz mm-wave link with 2.5-Gb/s data transmission,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 17, no. 9, pp. 1938–1940, Sep. 2005.
- [15]. Bakaul, Nirmalathas, Lim, Novak, and Waterhouse, “Simultaneous multiplexing and demultiplexing of wavelength-interleaved channels in DWDM millimeter-wave fiber-radio networks,” *J. Light. Technol.*, vol. 24, no. 9, pp. 3341–3352, Sep. 2006.
- [16]. C. Dehos, J. L. Gonzalez, A. De Domenico, D. Ktenas, and L. Dussopt, “Millimeter-wave access and backhauling: the solution to the exponential data traffic increase in 5G mobile communications systems?,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 9, pp. 88–95, Sep. 2014.
- [17]. C. Gustafson, “60 GHz wireless propagation channels: characterization, modeling and evaluation,” Department of Electrical and Information Technology, Lund University, Lund, 2014.
- [18]. C. Lim *et al.*, “Fiber-Wireless Networks and Subsystem Technologies,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 390–405, Feb. 2010.
- [19]. C. Lim, A. Nirmalathas, D. Novak, R. S. Tucker, and R. B. Waterhouse, “Technique for increasing optical spectral efficiency in millimetre-wave WDM fibre-radio,” *Electron. Lett.*, vol. 37, no. 16, p. 1043, 2001.
- [20]. C. Liu, J. Wang, L. Cheng, M. Zhu, and G.-K. Chang, “Key Microwave-Photonics Technologies for Next-Generation Cloud-Based Radio Access Networks,” *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 20, pp. 3452–3460, Oct. 2014.
- [21]. C. Liu, L. Zhang, M. Zhu, J. Wang, L. Cheng, and G.-K. Chang, “A Novel Multi-Service Small-Cell Cloud Radio Access Network for Mobile Backhaul and Computing Based on Radio-Over-Fiber Technologies,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 17, pp. 2869–2875, Sep. 2013.
- [22]. C. Sun, J. Huang, B. Xiong, and Y. Luo, “Low Phase Noise Millimeter-Wave Generation by Integrated Dual Wavelength Laser Diode,” presented at the 2010 Conference on Optical Fiber Communication (OFC/NFOEC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010, pp. 1–3.
- [23]. C. van den Bos, M. H. L. Ksuwenhoven, and W. A. Serdijn, “Effect of smooth nonlinear distortion on OFDM symbol error rate,”

- IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 9, pp. 1510–1514, Sep. 2001.
- [24]. C. Zhang *et al.*, “Bidirectional 60-GHz RoF System With Multi-Gb/s M-QAM OFDM Single-Sideband Modulation Based on Injection-Locked Lasers,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 4, pp. 245–247, Feb. 2011.
- [25]. C.-H. Ho *et al.*, “Performance Evaluation of a 60 GHz Radio-over-Fiber System Employing MIMO and OFDM Modulation,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 12, pp. 780–787, Dec. 2013.
- [26]. C.-S. Choi, J.-Y. Kim, W.-Y. Choi, H. Kamitsuna, M. Ida, and K. Kurishima, “Millimeter-wave InP/InGaAs HPT optoelectronic mixers and their application to 60GHz bi-directional radio-on-fiber systems,” in *Microwave Photonics, 2005. MWP 2005. International Topical Meeting on*, 2005, pp. 333–336.
- [27]. C.-T. Lin *et al.*, “ 2×2 MIMO radio-over-fiber system at 60 GHz employing frequency domain equalization,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 1, p. 562, Jan. 2012.
- [28]. C.-T. Lin *et al.*, “31 Gbps RoF System Employing Adaptive Bit-Loading OFDM Modulation at 60 GHz,” 2011, p. OWT7.
- [29]. C.-X. Wang *et al.*, “Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 122–130, 2014.
- [30]. Caiqin Wu and Xiupu Zhang, “Impact of nonlinear distortion in radio over fiber systems with single-sideband and tandem single-sideband subcarrier modulations,” *J. Light. Technol.*, vol. 24, no. 5, pp. 2076–2090, May 2006.
- [31]. China Mobile Research Institute, “C-RAN: The road towards green RAN,” *White Paper*, Oct-2011.
- [32]. Cisco, “Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2015–2020.” Jun-2016.
- [33]. Correia, L.M.; Frances, P.O., “A Propagation Model for the Estimation of the Average Received Power in an Outdoor Environment in the Millimetre Wave Band.” in *Proc. of VTC’94 – 44th IEEE Vehicular Technology Conference*, Stockholm, Sweden, Jun-1994.
- [34]. D. Castleford, A. Nirmalathas, D. Novak, and R. S. Tucker, “Optical crosstalk in fiber-radio WDM networks,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 10, pp. 2030–2035, Oct. 2001.
- [35]. D. Gesbert, H. Bolcskei, D. A. Gore, and A. J. Paulraj, “Outdoor MIMO wireless channels: models and performance prediction,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 12, pp. 1926–1934, Dec. 2002.
- [36]. D. Marcuse, “Derivation of Coupled Power Equations,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 51, no. 1, pp. 229–237, Jan. 1972.
- [37]. D. Novak *et al.*, “Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 1–11,

Jan. 2016.

- [38]. D. Novak, Z. Ahmed, R. B. Waterhouse, and R. S. Tucker, "Signal generation using pulsed semiconductor lasers for application in millimeter-wave wireless links," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 2257–2262, Sep. 1995.
- [39]. D. Parekh *et al.*, "Multi-Gbps ASK and QPSK-Modulated 60 GHz RoF Link Using an Optically Injection Locked VCSEL," 2010, p. OTuF5.
- [40]. D. Wake, A. Nkansah, and N. J. Gomes, "Radio over fiber link design for next generation wireless systems," *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 16, pp. 2456–2464, 2010.
- [41]. E. E. Funk, A. L. Campillo, and D. A. Tulchinsky, "Nonlinear distortion and crosstalk in microwave fiber-radio links," 2002, vol. 3, pp. 1691–1693.
- [42]. E. I. Ackerman *et al.*, "Signal-to-Noise Performance of Two Analog Photonic Links Using Different Noise Reduction Techniques," 2007, pp. 51–54.
- [43]. E. Vergnol, F. Devaux, D. Tanguy, and E. Penard, "Integrated lightwave millimetric single side-band source: design and issues," *J. Light. Technol.*, vol. 16, no. 7, pp. 1276–1284, Jul. 1998.
- [44]. ETSI TS 136 101 V12.5.0, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception." 2014.
- [45]. F. Ramos, J. Marti, V. Polo, and J. M. Fuster, "On the use of fiber-induced self-phase modulation to reduce chromatic dispersion effects in microwave/millimeter-wave optical systems," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 10, no. 10, pp. 1473–1475, Oct. 1998.
- [46]. F. S. Tabataba, P. Sadeghi, C. Hucher, and M. R. Pakravan, "Impact of Channel Estimation Errors and Power Allocation on Analog Network Coding and Routing in Two-Way Relaying," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 7, pp. 3223–3239, Sep. 2012.
- [47]. F. van Dijk, A. Enard, X. Buet, F. Lelarge, and G.-H. Duan, "Phase Noise Reduction of a Quantum Dash Mode-Locked Laser in a Millimeter-Wave Coupled Opto-Electronic Oscillator," *J. Light. Technol.*, vol. 26, no. 15, pp. 2789–2794, Aug. 2008.
- [48]. F. Ye, J. Tu, K. Saitoh, and T. Morioka, "Simple analytical expression for crosstalk estimation in homogeneous trench-assisted multi-core fibers," *Opt. Express*, vol. 22, no. 19, p. 23007, Sep. 2014.
- [49]. Fiacco, M.; Parks, M.; Radi, H.; Saunders, S. R., "Final Report – Indoor Propagation Factors at 17 GHz and 60 GHz." Study carried out on behalf of the UK Radio Communications Agency, University of Surrey, Aug-1998.
- [50]. G. Campuzano, I. Aldaya, and G. Castanon, "Performance of

- digital modulation formats in radio over fiber systems based on the sideband injection locking technique,” 2009, pp. 1–5.
- [51]. G. Castafion, G. Campuzanol, and O. Tonguz, “High reliability and availability in radio over fiber networks,” 2007, pp. 25–30.
- [52]. G. Grosskopf *et al.*, “Optical millimeter-wave generation and wireless data transmission using a dual-mode laser,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 12, no. 12, pp. 1692–1694, Dec. 2000.
- [53]. G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed, “Technique for optical SSB generation to overcome dispersion penalties in fibre-radio systems,” *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 1, p. 74, 1997.
- [54]. G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, 3rd ed. New York: Wiley-Interscience, 2002.
- [55]. G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, Fifth edition. Amsterdam: Elsevier/Academic Press, 2013.
- [56]. H. B. Kim, “Radio over fiber based network architecture,” 2005.
- [57]. H. H. Elwan, R. Khayatzadeh, J. Poette, and B. Cabon, “Impact of Relative Intensity Noise on 60-GHz Radio-Over-Fiber Wireless Transmission Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 20, pp. 4751–4757, Oct. 2016.
- [58]. H. H. Elwan, R. Khayatzadeh, J. Poette, and B. Cabon, “Relative intensity noise in optical heterodyning applied to millimeter-wave systems,” 2015, pp. 1–4.
- [59]. H. Schmuck, “Comparison of optical millimetre-wave system concepts with regard to chromatic dispersion,” *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 21, pp. 1848–1849, Oct. 1995.
- [60]. H. Sotobayashi and K. Kitayama, “Cancellation of the signal fading for 60 GHz subcarrier multiplexed optical DSB signal transmission in nondispersion shifted fiber using midway optical phase conjugation,” *J. Light. Technol.*, vol. 17, no. 12, pp. 2488–2497, Dec. 1999.
- [61]. H. Toda, T. Yamashita, T. Kuri, and K. -i. Kitayama, “Demultiplexing using an arrayed-waveguide grating for frequency-interleaved DWDM millimeter-wave radio-on-fiber systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 21, no. 8, pp. 1735–1741, Aug. 2003.
- [62]. H.-H. Lu, A. S. Patra, W.-J. Ho, P.-C. Lai, and M.-H. Shiu, “A Full-Duplex Radio-Over-Fiber Transport System Based on FP Laser Diode With OBPF and Optical Circulator With Fiber Bragg Grating,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 19, no. 20, pp. 1652–1654, Oct. 2007.
- [63]. H.-S. Kim, T. T. Pham, Y.-Y. Won, and S.-K. Han, “Bidirectional WDM-RoF Transmission for Wired and Wireless Signals,” 2009, p. FZ1.
- [64]. I. G. Insua, D. Plettemeier, and C. G. Schäffer, “Simple Remote Heterodyne Radio-Over-Fiber System for Gigabit Per Second Wireless Access,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 16, pp. 2289–2295, Aug. 2010.
- [65]. I. S. Gradshteĭn, I. M. Ryzhik, and A. Jeffrey, *Table of integrals*,

- series, and products*, 7th ed. Amsterdam ; Boston: Academic Press, 2007.
- [66]. J. D. McKinney, M. Godinez, V. J. Urick, S. Thaniyavarn, W. Charczenko, and K. J. Williams, "Sub-10-dB Noise Figure in a Multiple-GHz Analog Optical Link," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 19, no. 7, pp. 465–467, 2007.
- [67]. J. E. Mitchell, "Integrated Wireless Backhaul Over Optical Access Networks," *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 20, pp. 3373–3382, Oct. 2014.
- [68]. J. G. Proakis, *Digital communications*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [69]. J. He *et al.*, "Experimental Demonstration of Bidirectional OFDM/OQAM-MIMO Signal Over a Multicore Fiber System," *IEEE Photonics J.*, vol. 8, no. 5, pp. 1–8, Oct. 2016.
- [70]. J. He *et al.*, "Experimental investigation of inter-core crosstalk tolerance of MIMO-OFDM/OQAM radio over multicore fiber system," *Opt. Express*, vol. 24, no. 12, p. 13418, Jun. 2016.
- [71]. J. Ma, J. Yu, C. Yu, X. Xin, J. Zeng, and L. Chen, "Fiber Dispersion Influence on Transmission of the Optical Millimeter-Waves Generated Using LN-MZM Intensity Modulation," *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3244–3256, Nov. 2007.
- [72]. J. Marti, J. M. Fuster, and R. I. Laming, "Experimental reduction of chromatic dispersion effects in lightwave microwave/millimetre-wave transmissions using tapered linearly chirped fibre gratings," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 13, p. 1170, 1997.
- [73]. J. Park, W. V. Sorin, and K. Y. Lau, "Elimination of the fibre chromatic dispersion penalty on 1550 nm millimetre-wave optical transmission," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 6, p. 512, 1997.
- [74]. J. Qiao, X. Shen, J. Mark, Q. Shen, Y. He, and L. Lei, "Enabling device-to-device communications in millimeter-wave 5G cellular networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 1, pp. 209–215, Jan. 2015.
- [75]. J. R. Hampton, *Introduction to MIMO communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2014.
- [76]. J. Schönthier, "The 60 GHz Channel and its Modelling." WP3 study, 2003.
- [77]. J. W. Craig, "A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations," 1991, pp. 571–575.
- [78]. J.-H. Seo, C.-S. Choi, W. Y. Choi, Y. S. Kang, Y. D. Jung, and J. Kim, "Bi-directional 60 GHz radio-on-fiber systems using cascaded SOA-EAM frequency up/down-converters," in *International Microwave Symposium 2005*, 2005.
- [79]. Jianhua Lu, K. B. Letaief, J. C.-I. Chuang, and M. L. Liou, "M-PSK and M-QAM BER computation using signal-space concepts," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 2, pp. 181–184, Feb. 1999.

- [80]. Jianjun Yu *et al.*, “Cost-Effective Optical Millimeter Technologies and Field Demonstrations for Very High Throughput Wireless-Over-Fiber Access Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 16, pp. 2376–2397, Aug. 2010.
- [81]. Jianjun Yu, Zhensheng Jia, L. Yi, Y. Su, Gee-Kung Chang, and Ting Wang, “Optical millimeter-wave generation or up-conversion using external modulators,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 265–267, Jan. 2006.
- [82]. Jun-Hyuk Seo, Chang-Soon Choi, Young-Shik Kang, Yong-Duck Chung, Jeha Kim, and Woo-Young Choi, “SOA-EAM frequency up/down-converters for 60-GHz bi-directional radio-on-fiber systems,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 959–966, Feb. 2006.
- [83]. K. Deergha Rao, *Channel coding techniques for wireless communications*. New Delhi; Heidelberg [u.a.: Springer, 2015.
- [84]. K. Kitayama, A. Stohr, T. Kuri, R. Heinzelmann, D. Jager, and Y. Takahashi, “An approach to single optical component antenna base stations for broad-band millimeter-wave fiber-radio access systems,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 12, pp. 2588–2595, Dec. 2000.
- [85]. K. M. Huq and J. Rodriguez, *Backhauling/fronthauling for future wireless systems*. 2016.
- [86]. L. A. Johansson and A. J. Seeds, “Generation and transmission of millimeter-wave data-modulated optical signals using an optical injection phase-lock loop,” *J. Light. Technol.*, vol. 21, no. 2, pp. 511–520, Feb. 2003.
- [87]. L. Bach, W. Kaiser, J. P. Reithmaier, A. Forchel, T. W. Berg, and B. Tromborg, “Enhanced direct-modulated bandwidth of 37 GHz by a multi-section laser with a coupled-cavity-injection-grating design,” *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 22, p. 1592, 2003.
- [88]. L. Deng *et al.*, “2x2 MIMO-OFDM Gigabit fiber-wireless access system based on polarization division multiplexed WDM-PON,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 4, p. 4369, Feb. 2012.
- [89]. L. Gan, J. Liu, F. Li, and P. K. A. Wai, “An Optical Millimeter-Wave Generator Using Optical Higher Order Sideband Injection Locking in a Fabry-Perot Laser Diode,” *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 23, pp. 4985–4996, Dec. 2015.
- [90]. L. Zhao, J. Yu, L. Chen, P. Min, J. Li, and R. Wang, “16QAM Vector Millimeter-Wave Signal Generation Based on Phase Modulator With Photonic Frequency Doubling and Precoding,” *IEEE Photonics J.*, vol. 8, no. 2, pp. 1–8, Apr. 2016.
- [91]. M. Attygalle, C. Lim, G. J. Pendock, A. Nirmalathas, and G. Edvell, “Transmission improvement in fiber wireless links using fiber

- Bragg gratings,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 190–192, Jan. 2005.
- [92]. M. B. Othman *et al.*, “MIMO-OFDM WDM PON with DM-VCSEL for femtocells application,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, p. B537, Dec. 2011.
- [93]. M. Binti Othman *et al.*, “Directly-Modulated VCSELs For 2x2 MIMO-OFDM Radio Over Fiber in WDM PON,” 2011, p. We.10.P1.119.
- [94]. M. C. R. Medeiros *et al.*, “Radio over fiber access network architecture employing reflective semiconductor optical amplifiers,” 2007, pp. 1–5.
- [95]. M. Chen, J. Yu, and X. Xiao, “Real-Time Q-Band OFDM-RoF Systems with Optical Heterodyning and Envelope Detection for Downlink Transmission,” *IEEE Photonics J.*, vol. 9, no. 2, pp. 1–7, Apr. 2017.
- [96]. M. Cvijetic and I. Djordjevic, *Advanced optical communication systems and networks*. Boston: Artech House, 2013.
- [97]. M. G. Larrode, A. M. J. Koonen, and J. J. V. Olmos, “Overcoming Modal Bandwidth Limitation in Radio-over-Multimode Fiber Links,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 22, pp. 2428–2430, Nov. 2006.
- [98]. M. H. Raza, S. H. Zaidi, M. Ramzan, and K. Zaidi, “Bidirectional radio-over-fiber architecture based on frequency up-and down-conversion with lightsource and LO-source free BS,” in *Emerging Technologies, 2008. ICET 2008. 4th International Conference on*, 2008, pp. 78–82.
- [99]. M. Huchard *et al.*, “60 GHz radio signal up-conversion and transport using a directly modulated mode-locked laser,” 2008, pp. 333–335.
- [100]. M. J. Hossain and S. P. Majumder, “Performance limitations due to crosstalk in an optical transmission link over multi-core fiber,” 2015, pp. 1–5.
- [101]. M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*, 2nd ed. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2005.
- [102]. M. Koshiba, K. Saitoh, K. Takenaga, and S. Matsuo, “Multi-core fiber design and analysis: coupled-mode theory and coupled-power theory,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 26, p. B102, Dec. 2011.
- [103]. M. Matsuura and J. Sato, “Bidirectional Radio-Over-Fiber Systems Using Double-Clad Fibers for Optically Powered Remote Antenna Units,” *IEEE Photonics J.*, vol. 7, no. 1, pp. 1–9, Feb. 2015.
- [104]. M. Mohamed, B. Hraimel, X. Zhang, M. N. Sakib, and K. Wu, “Frequency Quadrupler for Millimeter-Wave Multiband OFDM Ultrawideband Wireless Signals and Distribution Over Fiber Systems,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 1, no. 5, p. 428, Oct. 2009.
- [105]. M. Niknamfar and M. Shadaram, “Two cascaded Mach-Zehnder

- modulators' harmonic distortion analysis in single side-band millimeter wave generation system," 2015, pp. 1–3.
- [106]. M. Radziunas *et al.*, "Improving the Modulation Bandwidth in Semiconductor Lasers by Passive Feedback," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 13, no. 1, pp. 136–142, 2007.
- [107]. M. Sauer, A. Kobayakov, and J. George, "Radio Over Fiber for Picocellular Network Architectures," *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3301–3320, Nov. 2007.
- [108]. M. Weiss, "60 GHz photonic millimeter-wave communication systems," University Duisburg-Essen, Faculty für Ingenieurwissenschaften, Elektrotechnik and Informationstechnik, Optoelektronik, 2010.
- [109]. M.-F. Huang, J. Yu, Z. Jia, and G.-K. Chang, "Simultaneous Generation of Centralized Lightwaves and Double/Single Sideband Optical Millimeter-Wave Requiring Only Low-Frequency Local Oscillator Signals for Radio-Over-Fiber Systems," *J. Light. Technol.*, vol. 26, no. 15, pp. 2653–2662, Aug. 2008.
- [110]. O. Tipmongkolsilp, S. Zaghoul, and A. Jukan, "The Evolution of Cellular Backhaul Technologies: Current Issues and Future Trends," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 13, no. 1, pp. 97–113, 2011.
- [111]. P. Hartmann, Xin Qian, A. Wonfor, R. V. Penty, and I. H. White, "1-20 GHz Directly Modulated Radio over MMF Link," 2005, pp. 95–98.
- [112]. P. Popovski and H. Yomo, "Physical network coding in two-way wireless relay channels," in *Communications, 2007. ICC'07. IEEE International Conference on*, 2007, pp. 707–712.
- [113]. P. Popovski and H. Yomo, "Wireless network coding by amplify-and-forward for bi-directional traffic flows," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 1, pp. 16–18, Jan. 2007.
- [114]. P. Popovski and T. Koike-Akino, "Coded bidirectional relaying in wireless networks," in *New Directions in Wireless Communications Research*, Springer, 2009, pp. 291–316.
- [115]. P. T. Dat, A. Kanno, K. Inagaki, and T. Kawanishi, "High-Capacity Wireless Backhaul Network Using Seamless Convergence of Radio-over-Fiber and 90-GHz Millimeter-Wave," *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 20, pp. 3910–3923, Oct. 2014.
- [116]. P. T. Dat, A. Kanno, N. Yamamoto, and T. Kawanishi, "Full-Duplex Transmission of LTE-A Carrier Aggregation Signal Over a Bidirectional Seamless Fiber-Millimeter-Wave System," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 2, pp. 691–700, Jan. 2016.
- [117]. P. T. Dat, A. Kanno, N. Yamamoto, and T. Kawanishi, "WDM RoF-MMW and linearly located distributed antenna system for future high-speed railway communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 10, pp. 86–94, Oct. 2015.

- [118]. Ping-Heng Kuo and A. Mourad, "Millimeter wave for 5G mobile fronthaul and backhaul," 2017, pp. 1–5.
- [119]. Q. Chang, H. Fu, and Y. Su, "Simultaneous Generation and Transmission of Downstream Multiband Signals and Upstream Data in a Bidirectional Radio-Over-Fiber System," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 20, no. 3, pp. 181–183, Feb. 2008.
- [120]. R. Hofstetter, H. Schmuck, and R. Heidemann, "Dispersion effects in optical millimeter-wave systems using self-heterodyne method for transport and generation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 2263–2269, Sep. 1995.
- [121]. R. Hu, C. Hu, J. Jiang, X. Xie, and L. Song, "Full-Duplex Mode in Amplify-and-Forward Relay Channels: Outage Probability and Ergodic Capacity," *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2014, pp. 1–8, 2014.
- [122]. R. Khayatzadeh, H. H. Elwan, J. Poette, and B. Cabon, "Impact of Amplitude Noise in Millimeter-Wave Radio-Over-Fiber Systems," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 13, pp. 2913–2919, Jul. 2015.
- [123]. R. P. Braun, G. Grosskopf, D. Rohde, and F. Schmidt, "Optical millimetre-wave generation and transmission experiments for mobile 60 GHz band communications," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 7, p. 626, 1996.
- [124]. R. Yuen and X. N. Fernando, "Analysis of Sub-Carrier Multiplexed Radio Over Fiber Link for the Simultaneous Support of WLAN and WCDMA Systems," *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 33, no. 1, pp. 1–20, Apr. 2005.
- [125]. R.-P. Braun, G. Grosskopf, D. Rohde, and F. Schmidt, "Low-phase-noise millimeter-wave generation at 64 GHz and data transmission using optical sideband injection locking," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 10, no. 5, pp. 728–730, May 1998.
- [126]. S. Ghafoor and L. Hanzo, "Sub-Carrier-Multiplexed Duplex 64-QAM Radio-over-Fiber Transmission for Distributed Antennas," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 12, pp. 1368–1371, Dec. 2011.
- [127]. S. Li, X. Zheng, H. Zhang, and B. Zhou, "Highly Linear Radio-Over-Fiber System Incorporating a Single-Drive Dual-Parallel Mach Zehnder Modulator," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 22, no. 24, pp. 1775–1777, Dec. 2010.
- [128]. S. Mathai *et al.*, "Experimental demonstration of a balanced electroabsorption modulated microwave photonic link," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 10, pp. 1956–1961, Oct. 2001.
- [129]. S. Rajagopal, S. Abu-Surra, and M. Malmirchegini, "Channel feasibility for outdoor non-line-of-sight mmwave mobile communication," in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012 IEEE*, 2012, pp. 1–6.
- [130]. S. Taruna and I. Kaur, "Analysis of Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) System with Transmit and Receive Diversity," *Int. J.*

Comput. Appl., vol. 79, no. 12, pp. 24–27, Oct. 2013.

- [131]. S. W. Wong, “Development of OFDM in WDM-radio over fiber access network,” Universiti Tun Hussein Onn Malaysia, 2012.
- [132]. S.-H. Fan *et al.*, “A novel radio-over-fiber system using the xy-MIMO wireless technique for enhanced radio spectral efficiency,” 2010, pp. 1–3.
- [133]. Shuangmei Xu, J. B. Khurgin, I. Vurgaftman, and J. R. Meyer, “Reducing crosstalk and signal distortion in wavelength-division multiplexing by increasing carrier lifetimes in semiconductor optical amplifiers,” *J. Light. Technol.*, vol. 21, no. 6, pp. 1474–1485, Jun. 2003.
- [134]. Sung Tae Choi, Ki Seok Yang, S. Nishi, S. Shimizu, K. Tokuda, and Yong Hoon Kim, “A 60-GHz point-to-multipoint millimeter-wave fiber-radio communication system,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 1953–1960, May 2006.
- [135]. Sung-Bum Park, Chang-Hee Lee, Seung Goo Kang, and Sang Bae Lee, “Bidirectional WDM self-healing ring network for hub/remote nodes,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 1657–1659, Nov. 2003.
- [136]. T. Chattopadhyay, “A millimeter-wave radio-over-fiber system for overcoming fiber dispersion-induced signal cancellation effect,” *Optoelectron. Lett.*, vol. 8, no. 4, pp. 293–296, Jul. 2012.
- [137]. T. Hayashi, T. Taru, O. Shimakawa, T. Sasaki, and E. Sasaoka, “Design and fabrication of ultra-low crosstalk and low-loss multi-core fiber,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 17, p. 16576, Aug. 2011.
- [138]. T. Kuri, K. Kitayama, and Y. Takahashi, “60-GHz-band full-duplex radio-on-fiber system using two-RF-port electroabsorption transceiver,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 419–421, Apr. 2000.
- [139]. T. Kuri, K. Kitayama, and Y. Takahashi, “A single light-source configuration for full-duplex 60-GHz-band radio-on-fiber system,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 431–439, Feb. 2003.
- [140]. T. Kurniawan, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, “Performance analysis of optimized millimeter-wave fiber radio links,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 921–928, Feb. 2006.
- [141]. T. N. Van, V. Le Tuan, and K. H. Van, “Investigating performance of radio over fiber communication system using different silica-doped materials, EDFA and coherent receiver,” *International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, pp. 625–630, 2013, Ho Chi Minh, Viet Nam.
- [142]. T. Nguyen Van and H. Do Viet, “Enhancing Optical Signal-to-Noise Ratio in Terrestrial Cascaded EDFAs Fiber Optic Communication Links using Hybrid Fiber Amplifier,” *2009 IEEE-RIVF International*

- Conference on Computing and Communication Technologies*, pp. 1–8, 2009, Da Nang, Viet Nam.
- [143]. T. Ohno, F. Nakajima, T. Furuta, and H. Ito, “A 240-GHz active mode-locked laser diode for ultra-broadband fiber-radio transmission systems,” 2005, p. 3 pp. Vol. 5.
- [144]. T. S. Rappaport *et al.*, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!,” *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [145]. T. Shao, E. P. Martin, P. M. Anandarajah, and L. P. Barry, “60-GHz Direct Modulation-Direct Detection OFDM-RoF System Using Gain-Switched Laser,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 27, no. 2, pp. 193–196, Jan. 2015.
- [146]. T. Xu, S. Mikroulis, J. E. Mitchell, and I. Darwazeh, “Bandwidth Compressed Waveform for 60-GHz Millimeter-Wave Radio Over Fiber Experiment,” *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 14, pp. 3458–3465, Jul. 2016.
- [147]. Tae-Sik Cho, “Performance Evaluation and Optimization of Radio on Fiber Systems for Broadband Convergence Networks.” Gwangju Institute of Science and Technology, 2011.
- [148]. Tam Hoang Thi and M. Matsumoto, “Transmission analysis of OFDM millimeter-wave radio-over-fiber system,” 2013, pp. 800–804.
- [149]. Ton KoonenAnthony Ng’omaPeter SmuldersHenrie van den BoomIdelfonso Tafur MonroyGiok-Djan Khoe, “In-House Networks Using Multimode Polymer Optical Fiber for Broadband Wireless Services.” Kluwer Academic Publishers, Aug-2003.
- [150]. Tuan Nguyen Van and Tung Ton That Thanh, “Study on performance of Digitized Radio over Fiber (RoF) system using EDFA and Coherent receiver,” *The 2013 RIVF International Conference on Computing & Communication Technologies - Research, Innovation, and Vision for Future (RIVF)*, 2013, pp. 91–96, Ha Noi, Viet Nam.
- [151]. U. Gliese, S. Norskov, and T. N. Nielsen, “Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 10, pp. 1716–1724, 1996.
- [152]. V. Kamra and M. Kumar, “Power penalty in multitone radio-over-fibre system employing direct and external modulation with optical amplifiers,” *Opt. - Int. J. Light Electron Opt.*, vol. 122, no. 1, pp. 44–48, Jan. 2011.
- [153]. V. Mankotia, A. Kansal, “Rician channel capacity comparison between (8x8) and (4x4) MIMO.” *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, 2013.
- [154]. W. J. Fang, X. G. Huang, K. Yang, and X. M. Zhang, “Full duplex dense-wavelength-division-multiplexing radio-over-fiber system transmission of 75-GHz W-band frequency multiple-input multiple-output orthogonal-frequency-division-multiplexing signals with 3×12 Gbps

- downstream and 6 Gbps upstream,” *Opt. Eng.*, vol. 51, no. 9, pp. 095004-1, Sep. 2012.
- [155]. W. Jian *et al.*, “QPSK-OFDM Radio over Polymer Optical Fiber for Broadband in-building 60GHz Wireless Access,” 2010, p. OTuF3.
- [156]. X. Ge, H. Cheng, M. Guizani, and T. Han, “5G wireless backhaul networks: challenges and research advances,” *IEEE Netw.*, vol. 28, no. 6, pp. 6–11, Nov. 2014.
- [157]. X. N. Fernando and A. B. Sesay, “Adaptive asymmetric linearization of radio over fiber links for wireless access,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 51, no. 6, pp. 1576–1586, Nov. 2002.
- [158]. XU, H, “Terrestrial Radio Wave Propagation at Millimeter-Wave Frequencies.” Ph. D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, May-2000.
- [159]. Y. S. Cho, Ed., *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. Singapore ; Hoboken, NJ: IEEE Press : J. Wiley & Sons (Asia), 2010.
- [160]. Y. Zhang, F. Zhang, and S. Pan, “Optical Single Sideband Modulation With Tunable Optical Carrier-to-Sideband Ratio,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 26, no. 7, pp. 653–655, Apr. 2014.
- [161]. Y.-T. Hsueh, H.-C. Chien, A. Chowdhury, J. Yu, and G.-K. Chang, “Performance Assessment of Radio Links Using Millimeter-Wave Over Fiber Technology With Carrier Suppression Through Modulation Index Enhancement,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 3, no. 3, p. 254, Mar. 2011.
- [162]. Z. Cao *et al.*, “Reduction of Intersubcarrier Interference and Frequency-Selective Fading in OFDM-ROF Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 16, pp. 2423–2429, Aug. 2010.
- [163]. Z. Jia, J. Yu, G. Ellinas, and G.-K. Chang, “Key Enabling Technologies for Optical Wireless Networks: Optical Millimeter-Wave Generation, Wavelength Reuse, and Architecture,” *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3452–3471, Nov. 2007.
- [164]. Z. Liu, M. Sadeghi, G. de Valicourt, R. Brenot, and M. Violas, “Experimental Validation of a Reflective Semiconductor Optical Amplifier Model Used as a Modulator in Radio Over Fiber Systems,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 9, pp. 576–578, May 2011.
- [165]. Z. Tang and S. Pan, “A Full-Duplex Radio-Over-Fiber Link Based on a Dual-Polarization Mach–Zehnder Modulator,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 28, no. 8, pp. 852–855, Apr. 2016.
- [166]. Zhaohui Li, A. Nirmalathas, M. Bakaul, Linghao Cheng, Yang Jing Wen, and Chao Lu, “Application of distributed Raman amplifier for the performance improvement of WDM millimeter-wave fiber-radio network,” 2005, pp. 579–580.