

ĐẠI HỌC QUỐC GIA THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KHOA HỌC TỰ NHIÊN
KHOA ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG

TRẦN NGUYỄN BÌNH MINH
PHẠM PHƯƠNG NAM

THIẾT KẾ ĐA TIA CHO TRUYỀN THÔNG KHÔNG DÂY
TRƯỜNG GẦN CÓ HỖ TRỢ BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG
MINH QUY MÔ LỚN

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP CỬ NHÂN
NGÀNH KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ – VIỄN THÔNG
CHUYÊN NGÀNH: VIỄN THÔNG – MẠNG

Thành phố Hồ Chí Minh – Năm 2024

ĐẠI HỌC QUỐC GIA THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KHOA HỌC TỰ NHIÊN
KHOA ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP CỬ NHÂN
NGÀNH KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG
CHUYÊN NGÀNH: VIỄN THÔNG – MẠNG

THIẾT KẾ ĐA TIA CHO TRUYỀN THÔNG KHÔNG DÂY
TRƯỜNG GẦN CÓ HỖ TRỢ BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG
MINH QUY MÔ LỚN

Họ và tên sinh viên: TRẦN NGUYỄN BÌNH MINH – 19200382
PHẠM PHƯƠNG NAM – 19200390

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:

- 1. ThS. NGUYỄN THỊ XUÂN UYÊN**
- 2. DƯ QUỐC THÀNH**

Thành phố Hồ Chí Minh – Năm 2024

XÁC NHẬN HOÀN TẤT CHỈNH SỬA BÁO CÁO TỐT NGHIỆP

**THIẾT KẾ ĐA TIA CHO TRUYỀN THÔNG KHÔNG DÂY
TRƯỜNG GẦN CÓ HỖ TRỢ BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG
MINH QUY MÔ LỚN**

**MULTI-BEAM DESIGN FOR NEAR-FIELD EXTREMELY
LARGE-SCALE RIS-AIDED WIRELESS COMMUNICATIONS**

Họ và tên sinh viên: Trần Nguyễn Bình Minh – 19200382

Phạm Phương Nam – 19200390

Hội đồng đánh giá họp ngày..... tháng năm.....

1. Chủ tịch:
2. Thư ký:
3. Ủy viên:
4. Ủy viên:
5. Ủy viên:

Người hướng dẫn:

ThS. Nguyễn Thị Xuân Uyên – Dư Quốc Thành

Xác nhận của người hướng dẫn:

LỜI CẢM ƠN

Lời đầu tiên, em xin chân thành cảm ơn đến tất cả các thầy cô trong khoa Điện tử - Viễn thông đã luôn đồng hành cũng như không ngừng truyền đạt những kiến thức chuyên ngành lẫn kinh nghiệm cá nhân trong cả công việc và cuộc sống một cách hệ thống, có chọn lọc và gần gũi nhất tới với chúng em. Em xin cảm ơn các thầy, các cô trong chuyên ngành Viễn thông Mạng đã đồng hành, dẫn dắt và chỉ dạy chúng em với những kiến thức chuyên sâu về ngành nghề đan xen cùng những kinh nghiệm thực tế đúc rút từ đa dạng môi trường làm việc thông qua những trải nghiệm cá nhân.

Em xin cảm ơn thầy Đặng Lê Khoa – trưởng Bộ môn Viễn thông Mạng đã tạo cho chúng em rất nhiều điều kiện, cơ hội được tiếp xúc và học hỏi từ những công ty, những doanh nghiệp trong ngành, thầy đồng thời cũng tham gia giảng dạy và truyền đạt những kinh nghiệm quý báu, luôn ủng hộ và động viên giúp chúng em có cho bản thân những nền tảng kiến thức cùng định hướng vững chắc cho tương lai.

Đặc biệt, em xin chân thành cảm ơn cô Nguyễn Thị Xuân Uyên và anh Dư Quốc Thành đã luôn tận tình hướng dẫn, chỉ bảo, cùng với sự truyền đạt và phản hồi tỉ mỉ, không chỉ củng cố kiến thức mà còn chia sẻ những kinh nghiệm quý báu nhằm giúp em hoàn thành đồ án tốt nghiệp này một cách hoàn thiện nhất. Một lần nữa em vô cùng biết ơn.

Cuối cùng, em xin chúc khoa Điện tử - Viễn thông phát triển vững mạnh, ngày càng đào tạo được nhiều những cử nhân tài năng. Đồ án tốt nghiệp của nhóm em vẫn còn những hạn chế về mặt năng lực cùng những thiếu sót trong quá trình nghiên cứu, vì vậy em xin được lắng nghe và tiếp thu những nhận xét từ hội đồng cũng như giảng viên phản biện nhằm củng cố và bổ sung thêm kiến thức. Những ý kiến đóng góp từ quý thầy cô sẽ giúp em khắc phục những sai sót còn tồn tại để có thể hoàn thiện đề tài nghiên cứu tốt hơn. Em xin cảm ơn quý thầy cô và kính chúc thầy cô thật nhiều sức khỏe.

Tôi xin cam đoan những số liệu và kết quả nghiên cứu được trình bày trong khóa luận tốt nghiệp/đồ án tốt nghiệp (giữ lại cụm từ đúng) là trung thực. Tôi cam kết không sao chép nội dung hay kết quả của các nghiên cứu khác đã được công bố. Những tài liệu tham khảo được tôi sử dụng trong báo cáo đã được trích dẫn một cách đầy đủ, rõ ràng về nguồn gốc theo quy định.

Tôi xin chịu trách nhiệm nếu vi phạm các cam kết trên.

Tp. Hồ Chí Minh, ngày... tháng... năm...

Sinh viên thực hiện

TÓM TẮT

Như một mảng tiết kiệm năng lượng chứa các phân tử thụ động, bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại (RIS) sẽ phát triển thành bề mặt phản xạ thông minh quy mô lớn (XL-RIS) để khắc phục suy hao đường truyền. Tuy nhiên, do ràng buộc module hằng số cho XL-RIS, hầu hết các nghiên cứu trong khu vực cận trường sẽ tập trung vào thiết kế tia đơn, vì vậy sẽ gây thất thoát hiệu năng và giảm tốc độ truyền tải trong tình huống đa truy cập. Để giải quyết vấn đề này, bài báo này đề xuất phương pháp dựa trên Block Coordinate Descent (BCD) với thuật toán Majorization-Minimization (MM) cho thiết kế đa tia, nhằm xử lý ràng buộc module hằng số từ hai khía cạnh: 1) Thiết kế đa tia là một bài toán lập trình bậc hai không lồi không thể giải quyết được, sử dụng thuật toán MM để xử lý vấn đề này dưới dạng những bài toán con có thể giải được; 2) Không gian giải pháp cho tối ưu hóa đa tia bị giới hạn, vì vậy phương pháp này bổ sung thêm các yếu tố pha cho độ lợi đa tia như một biến tối ưu bổ sung để làm tăng số biến tự do cho việc tối ưu hóa.

ABSTRACT

As the energy-saving array composed of passive elements, reconfigurable intelligent surface (RIS) will evolve to the extremely large-scale RIS (XL-RIS) to overcome serious path loss. There are some works to explore the near-field beam design via beam training. Unfortunately, due to the constant modulus constraint for XL-RIS, most of works in the near-field scenario focus on single-beam design will face a serious loss of beam gains and decrease in transmission rate. To solve this problem, we propose a Block Coordinate Descent based scheme with majorization-minimization (MM) algorithm for multi-beam design. This solution handles constant modulus constraint from two aspects: 1) The multi-beam design is an intractable non-convex quadratic programming problem. We utilize MM algorithm to solve this problem as several iterative sub-problems which are easily to be solved; 2) The solution space for multi-beam optimization is limited, so we introduce the phases for beam gains as an extra optimizable variable to enrich the degree of freedom for optimization.

MỤC LỤC

LỜI CẢM ƠN.....	4
TÓM TẮT	6
MỤC LỤC.....	7
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH (RIS)	9
1.1 GIỚI THIỆU:[1]	9
1.1.1 CÔNG TRÌNH TIỀN NHIỆM:.....	9
1.1.2 TÓM TẮT NGHIÊN CỨU	11
1.1.3 TÓM TẮT VÀ CHÚ GIẢI:	12
CHƯƠNG 2: MÔ HÌNH HỆ THỐNG	13
2.1 MẪU TÍN HIỆU:.....	13
2.2 MÔ HÌNH KÊNH VIỄN TRƯỜNG:	14
2.3 MÔ HÌNH KÊNH CẬN TRƯỜNG:	16
CHƯƠNG 3: ĐỀ XUẤT PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐA TIA.....	19
3.1 QUY TRÌNH TẠO TIA ĐƠN.....	19
3.2 QUY TRÌNH THIẾT KẾ ĐA TIA.....	20
3.2.1 TỐI ƯU VECTOR HÌNH THÀNH TIA.....	21
3.2.2 TỐI ƯU HỆ SỐ PHA.....	23
TÀI LIỆU THAM KHẢO	24

Hình 2.1: Mô hình hệ thống cho truyền thông không dây có hỗ trợ XL-RIS	13
Hình 2.2: Vùng cận trường hỗ trợ XL-RIS và vùng viễn trường hỗ trợ RIS.....	17
Hình 2.3: So sánh giữa mặt sóng phẳng viễn trường và mặt sóng cầu cận trường [17].....	17
Hình 3.1: Quy trình thiết kế đa tia và truyền dữ liệu theo thời gian.	19

CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN VỀ BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH (RIS)

1.1 GIỚI THIỆU:

Bề mặt phản xạ thông minh (RIS) là một công nghệ có tiềm năng trong tương lai của truyền thông không dây [2], [3]. RIS có khả năng điều chỉnh môi trường truyền tải tín hiệu bằng cách tạo ra đường phản xạ có thể điều khiển [4], [5]. Khả năng này giúp vượt qua được các vật cản [6], [7] đảm bảo đường truyền an toàn [8], tăng vùng phủ sóng [9], [10], và cải thiện hiệu năng phổ tín hiệu [11], [12].

Tuy nhiên, hiệu năng của RIS trong hệ thống không dây thực tế bị ảnh hưởng bởi suy hao nhân tích [13], [14]. Vì suy hao đường truyền từ trạm BS tới RIS và từ RIS tới người dùng là tích các suy hao, xem xét rằng độ lợi mảng RIS tỉ lệ bình phương với số phần tử của mảng RIS [14], [15], do đó suy hao này có thể được bù đắp bằng cách mở rộng mảng phản xạ [6], [16]. Từ đó mảng RIS có thể phát triển thành mảng XL-RIS có quy mô cực lớn để phục vụ các hệ thống không dây trong tương lai [17].

Nhằm khai thác tiềm năng về mặt hiệu năng của XL-RIS, việc thiết kế tia RIS dựa theo thông tin trạng thái kênh (CSI) là rất quan trọng. Với sự gia tăng của số lượng phần tử phản xạ, việc ước lượng ra thông số CSI rất khó do sự phức tạp trong tính toán. Mặt khác, nhiều nghiên cứu khác thiết kế tia mà không cần ước lượng CSI chính xác. Cụ thể là góc truyền tia sẽ được lựa chọn dựa trên codebook có sẵn. Tuy nhiên với khẩu độ mảng phản xạ cao, tính chất sóng điện từ sẽ chuyển từ mặt sóng phẳng viễn trường thành mặt sóng cầu cận trường. Để đảm bảo hiệu quả cho việc thiết kế tia, tia truyền cần được điều chỉnh trong cả miền góc và miền khoảng cách. Do các nghiên cứu hiện tại không còn hiệu quả nữa nên cần thiết phải nghiên cứu thiết kế tia cận trường cho hệ thống XL-RIS.

1.1.1 CÔNG TRÌNH TIỀN NHIỆM:

Việc phụ thuộc vào CSI đòi hỏi phải ước lượng kênh truyền, việc thiết kế tia cho RIS có thể trở thành một bài toán tối ưu với nhiều hàm mục tiêu. Nhiều phương pháp thiết kế tia [18], [19], [20], [21] đã được nghiên cứu với nhiều trường hợp khác nhau cùng nhiều thông số hiệu năng (dung lượng truyền tải, hiệu năng truyền tải, hiệu quả

sử dụng phổ tín hiệu,...). Tuy nhiên, do độ phức tạp tính toán cao nên việc ước lượng được thông số CSI chính xác là rất khó trong một hệ thống thực tế.

Một phương pháp khác hiệu quả hơn mà không cần ước lượng kênh đó là thiết kế tia dựa trên codebook có sẵn [22], [23], [24], [25]. Trong bài báo [22], một phương pháp tối ưu hóa khác là dùng hàm đóng (AMFC). Trong bài báo [23] đề cập đến phương pháp tạo mã hai lớp dựa trên thuật toán tìm kiếm nhanh tối ưu thay thế (FS-AltMin). Trong bài báo [24] sử dụng phương pháp giải điều chế bất đồng pha (NCDS), việc này dựa trên thông tin tín hiệu nhận để chọn ra góc phản xạ thích hợp. Bên cạnh đó, để cải thiện hướng truyền của tia phản xạ RIS, một số camera có thể được lắp đặt cùng với RIS được tích hợp thêm machine-learning [25].

Các nghiên cứu trên đạt được hiệu quả với hệ thống RIS hiện tại. Tuy nhiên, trong hệ thống XL-RIS đa truy cập, các phương pháp trên sẽ gây thất thoát hiệu năng rất lớn. Sự phát triển từ RIS lên XL-RIS không chỉ mở rộng khẩu độ mảng phản xạ mà còn dẫn đến sự thay đổi về tính chất sóng điện từ. Cụ thể là môi trường truyền sẽ chia ra thành hai vùng là cận trường và viễn trường được ngăn cách bởi vùng Rayleigh [17] tỉ lệ thuận với bình phương khẩu độ mảng. Với sự gia tăng khẩu độ mảng phản xạ, vùng phủ sóng cận trường sẽ mở rộng theo dẫn đến mặt sóng cầu trở thành môi trường truyền chính của mảng [17].

Do đó, trong vùng cận trường, việc thiết kế tia cho XL-RIS phải được nghiên cứu lại [26], [27], [28], [29]. Trong bài báo [26] đã đề xuất thiết kế và phân cấp codebook cho kênh RIS với từng người dùng đơn. Hơn nữa, bảng mã có nhiều thông số chiều rộng được đề xuất trong bài báo [27] phù hợp với cả vùng cận trường lẫn viễn trường. Đồng thời trong bài báo [28], nhằm cải thiện hiệu quả quét trong không gian lớn, một codebook sử dụng kỹ thuật spatial-chirp được thêm vào cùng với việc cập nhật hệ thống phân cấp. Ngoài ra, để giảm thiểu độ phức tạp trong tìm kiếm khoảng cách xa, một codebook cực-miền được sử dụng để tìm khoảng cách hiệu quả nhất trong các góc truyền được chọn [29].

Hiện tại, đa phần các nghiên cứu chỉ tập trung cho người dùng đơn lẻ, vì thế nên việc nghiên cứu đa tia cho vùng cận trường mảng XL-RIS vẫn còn là một vấn đề mở

cần được nghiên cứu thêm. Trong đường truyền đa truy cập, một phương pháp ngăn nhất là chồng chập các tia đơn với nhau, ta có thể chồng các mã tia đơn cho tất cả người dùng. Thực tế là phương pháp này đã được nghiên cứu trên hệ thống MIMO [30], [31] và cho ra kết quả thỏa đáng.

Tuy nhiên, hệ thống không dây đa truy cập XL-RIS bị thất thoát hiệu năng lớn do đòi hỏi mảng RIS phải thay đổi cả biên độ và cả pha tín hiệu. Hơn nữa, chúng ta chỉ có thể thay đổi hệ số pha do giới hạn phần cứng (*constant modulus constraint*) [32]. Vì ảnh hưởng của giới hạn này, nếu chúng ta dựa vào các nghiên cứu trước đó để dùng trực tiếp phương pháp thiết kế tia đơn hiện tại cho đa truy cập sẽ gây chênh lệch hiệu quả hướng tia rất lớn giữa các khu vực người dùng. Kết quả là tốc độ truyền tối thiểu sẽ giảm liên tục gây ra thất thoát hiệu năng giữa lý thuyết và thực tế.

1.1.2 TÓM TẮT NGHIÊN CỨU

Nhằm cải thiện tốc độ truyền tối thiểu, chúng ta nghiên cứu thiết kế đa tia cho vùng cận trường để phục vụ đa truy cập. Bài báo này đề xuất thiết kế đa tia cận trường cho hệ thống không dây XL-RIS, phương pháp thực hiện bao gồm quy trình tạo tia và quy trình thiết kế đa tia. Quy trình đầu tiên đạt được nhờ việc tìm ra hướng tia thích hợp cho từng người dùng, sau đó quy trình thiết kế đa tia được biểu diễn dưới dạng một bài toán lập trình không lồi bậc hai để tìm ra vector chỉ phương. Để giải quyết bài toán trên, chúng ta sử dụng phương pháp BCD trên nền thuật toán MM để hoàn thành quy trình thiết kế đa tia. Chúng ta xử lý ràng buộc module này từ hai khía cạnh: 1) Giải quyết bài toán tối ưu không lồi bậc hai bằng cách chia thành nhiều bài toán con dễ giải quyết; 2) Chúng ta thêm hệ số pha như một biến bổ sung nhằm tăng số biến tự do. Cuối cùng ta sử dụng phương pháp BCD để tối ưu hóa hai phương pháp trên. Kết quả mô phỏng cho thấy tốc độ truyền tối thiểu của phương pháp đa tia cận trường cao hơn 50% so với các phương pháp hiện có.

1.1.3 TÓM TẮT VÀ CHÚ GIẢI:

Tóm tắt:

Ở những phần tiếp theo, chúng ta sẽ tìm hiểu về:

Chương 2: Mô hình kênh truyền và tín hiệu.

Chương 3: Thiết kế đa tia cho XL-RIS.

Chương 4: Kết quả mô phỏng.

Chương 5: Kết luận.

Chú giải:

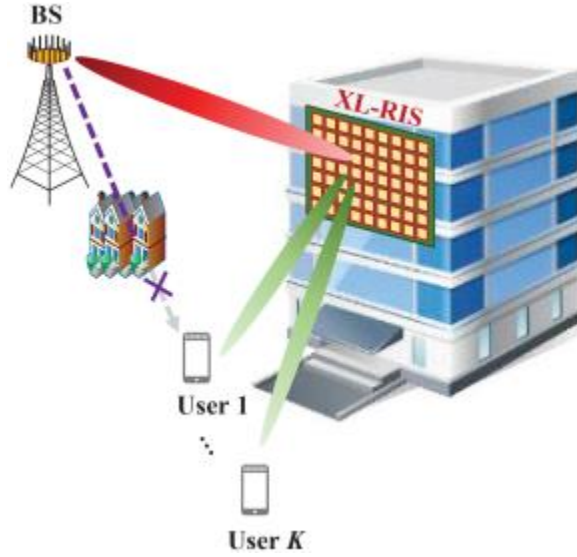
$\nabla_x f(x)$	đạo hàm theo biến x
$\mathbf{a} \otimes \mathbf{b}$	phép toán Kronecker của hai ma trận \mathbf{a} và \mathbf{b}
$\mathbf{a} \odot \mathbf{b}$	phép toán Hadamard của hai ma trận \mathbf{a} và \mathbf{b}
$A_{(k,l)}$	phần tử A thuộc dòng k , cột l của ma trận
$a_{(k)}$	phần tử thứ k của Vector \mathbf{a}
\mathbf{I}_N	ma trận đơn vị có kích thước $N \times N$ chạy trong khoảng $[R_{min}, R_{max}]$.

CHƯƠNG 2: MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Trong chương này, chúng ta sẽ dựa vào mô hình tín hiệu của truyền thông không dây hỗ trợ XL-RIS đã được đề cập ở chương 1 để lần lượt thiết kế mô hình kênh truyền cho hai trường hợp cận trường và viễn trường.

2.1 MẪU TÍN HIỆU:

Chúng ta xem xét mô hình truyền thông không dây hỗ trợ XL-RIS được mô tả như hình 2.1, bao gồm một trạm cơ sở (BS) với M anten được hỗ trợ bởi XL-RIS có N phần tử đồng thời phục vụ K người dùng đơn.



Hình 2.1: Mô hình hệ thống cho truyền thông không dây có hỗ trợ XL-RIS

Trong đó: $N = \{1, 2, \dots, N\}$, $K = \{1, 2, \dots, K\}$ lần lượt là kí hiệu cho các tập hợp của các phần tử XL-RIS và người dùng. Tại trạm cơ sở (BS), ta sử dụng một mảng các anten tuyến tính đồng nhất (ULA), trong khi tại XL-RIS, ta sử dụng một mảng các phần tử phẳng đồng nhất (UPA) [33]. Ta giả định rằng XL-RIS được triển khai với N_1 hàng ngang và N_2 cột dọc ($N = N_1 \times N_2$) và liên kết truyền dẫn trực tiếp giữa BS và người dùng bị chặn bởi các vật cản [26], [34]. Vì vậy, đối với người dùng thứ $k \in K$, tín hiệu nhận y_k có thể được biểu diễn như sau:

$$y_k = h_{r,k}^T \Theta G x + n_k, \quad (2.1)$$

ở đây, $h_{r,k}^T$ là ma trận kênh từ RIS tới người dùng thứ k , có kích thước $1 \times N$, với N là số lượng phần tử của mảng XL-RIS; Θ là ma trận hình thành tia từ XL-RIS tới người dùng,

có kích thước $N \times N$; G là ma trận kênh từ BS tới XL-RIS, có kích thước $N \times M$ (M là số lượng anten tại XL-RIS); x là tín hiệu truyền được mã hóa trước tại BS, có kích thước $M \times 1$; $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ là biến ngẫu nhiên, có kỳ vọng là 0 và phương sai σ_n^2 , được giả định tuân theo phân phối white Gaussian (AWGN) nhận từ k người dùng.

Mảng XL-RIS được hình thành từ số lượng lớn các phần tử phản xạ thụ động có thể điều chỉnh được pha của tín hiệu đầu vào bằng cách thiết kế θ như sau:

$$\theta \triangleq \text{diag}(\theta) = \text{diag}(\theta_1, \dots, \theta_n, \dots, \theta_N) \quad (2.2)$$

trong đó, θ là vector hình thành tia của RIS ($\text{diag}(\theta)$ là ma trận đường chéo với đường chéo chính là các phần tử θ_n); $\theta_n = e^{j p_n}$ là hệ số phản xạ của phần tử XL-RIS thứ n (với $p_n \in [0, 2\pi]$, $n \in N$ là góc pha của phần tử phản xạ thứ n trong XL-RIS)

Dựa theo công thức (2.2), tín hiệu nhận y_k ở công thức (2.1) có thể được viết lại thành:

$$y_k = \theta^T \text{diag}(h_{r,k}^T) G x + n_k \quad (2.3)$$

trong đó, $H = \text{diag}(h_{r,k}^T) G$ là hệ số kênh phản xạ cho người dùng thứ k .

2.2 MÔ HÌNH KÊNH VIỄN TRƯỜNG:

Trước khi tìm hiểu về mô hình kênh cận trường cho XL-RIS, chúng ta sẽ nghiên cứu về mô hình kênh viễn trường hiện có. Chúng ta sẽ xem xét mô hình không gian [35] cho kênh truyền tần số cao – kênh truyền từ BS đến RIS, mô tả sự ảnh hưởng của đường đi ưu thế và hướng không gian lên kênh truyền từ BS đến RIS trong môi trường truyền xa, được gọi là kênh G^{FF} có thể được biểu diễn như sau:

$$G^{FF} = \sum_{i=1}^{L_1} a_i b(\phi_{in,i}, \varphi_{in,i}) a^H(\gamma_i) \quad (2.4)$$

trong đó, L_1 là số lượng đường đi ưu thế từ BS đến RIS; α_i là độ lợi phức của đường thứ i ; $\phi_{in,i}$ là góc phương ngang và $\varphi_{in,i}$ là góc phương dọc của đường đi thứ i ; γ_i là một góc trong không gian được khởi tạo cho đường đi thứ i từ BS; $a(\gamma), b(\phi, \theta)$ là vector định hướng mảng lần lượt cho BS và XL-RIS; $a^H(\gamma_i)$ là ma trận chuyển vị của vector cột $a(\gamma_i)$.

Giả định là mặt sóng phẳng, 2 vector định hướng được biểu diễn bằng công thức:

$$a(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[e^{j2\pi m\gamma} \right]_{m \in I(M)}^T, \quad (2.5)$$

$$b(\phi, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{j2\pi n_1\phi} \right]_{n_1 \in I(N_1)}^T \otimes \left[e^{j2\pi n_2\varphi} \right]_{n_2 \in I(N_2)}^T, \quad (2.6)$$

ở đây, M là số lượng phần tử của mảng anten BS; T là khoảng cách các phần tử mảng anten; m : biến được sử dụng để đại diện cho các anten cụ thể trong mảng của BS (từ $m = 0$ đến $m = M - 1$); $\gamma = \frac{d_B \sin(\psi)}{\lambda}$ là góc không gian của tia tới tại BS (với d_B là khoảng cách giữa các anten BS, λ là bước sóng của tín hiệu truyền, ψ là góc vật lý tại BS); N là số lượng phần tử của mảng anten XL-RIS; n_1, n_2 là số phần tử theo chiều ngang và chiều dọc của mảng anten XL-RIS; $\phi = \frac{d_R \sin(\vartheta) \cos(v)}{\lambda}$ là góc không gian của tia tới tại XL-RIS, với d_R là khoảng cách giữa các anten XL-RIS, ϑ là góc phương ngang, v là góc phương dọc tại XL-RIS; $I(n) = \{0, 1, \dots, n - 1\}$ đại diện cho dãy các số nguyên.

Tương tự, chúng ta có kênh truyền viên trường từ RIS tới người dùng được biểu diễn như sau theo bài báo [36]:

$$h_{r,k}^{FF} = \sum_{l=1}^{L_2} \beta_{k,l} b(\phi_{re,k,l}, \varphi_{re,k,l}), \quad (2.7)$$

trong đó, L_2 là số kênh truyền ưu thế từ RIS tới người dùng; $\beta_{k,l}$: độ lợi phức của đường đi thứ l ; $b(\phi_{re,k,l}, \varphi_{re,k,l})$ là vector không gian của đường đi thứ l , ϕ, φ lần lượt là góc phương ngang và phương dọc của đường đi thứ l

Ở các công thức trên, ta chỉ xem xét khi các BS và XL-RIS được đặt ở các vị trí cao, ít vật cản và ít bị tán xạ bởi các yếu tố môi trường. Do đó, chúng ta chỉ xét những đường LoS (line-of-sight) từ XL-RIS đến BS hoặc người dùng (ví dụ: $L_1 = L_2 = 1$) [26], trong đó việc truyền phát quảng bá hoặc phân chia tần số có thể được sử dụng để phục vụ nhiều người dùng. Bên cạnh đó, vị trí của các BS và XL-RIS là cố định, nên hướng tia của BS có thể được thiết kế để định hướng đến XL-RIS [37], từ đó, việc thiết

kế đường truyền có thể dựa trên lý thuyết của bài nghiên cứu này. Sau đó, chúng ta có thể biểu diễn hiệu quả hình thành tia ở BS là $v = a^H(\gamma)$, nghĩa là BS có thể hoạt động như 1 anten phát đơn.

Từ đó, hiệu quả kênh phản xạ của vùng viễn trường có thể được viết lại như sau:

$$\overline{h_{FF,k}} = \overline{\alpha_k} \text{diag} \left(b^T (\phi_{re,k}, \varphi_{re,k}) \right) b(\phi_{in}, \varphi_{in}), \quad (2.8)$$

trong đó, $\text{diag}(b^T(\phi_{re,k}, \varphi_{re,k}))$ là ma trận đường chéo được tạo ra từ vector mảng b^T ; $b(\phi_{in}, \varphi_{in})$ là vector định hướng mảng của RIS tại góc đầu vào, biểu diễn hướng tín hiệu từ BS đến RIS; $\alpha_k = \bar{\alpha}\beta_k$: mức tăng hiệu quả kênh truyền; chỉ số i và l được tối giản: $i = l = 1$ do chỉ có một đường truyền LoS.

2.3 MÔ HÌNH KÊNH CẬN TRƯỜNG:

Như đã đề cập ở chương 1, vùng cận trường và viễn trường được phân chia bởi vùng Rayleigh – R. Mảng truyền dẫn của vùng này có thể được định nghĩa theo bài báo [17] là:

$$R = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (2.9)$$

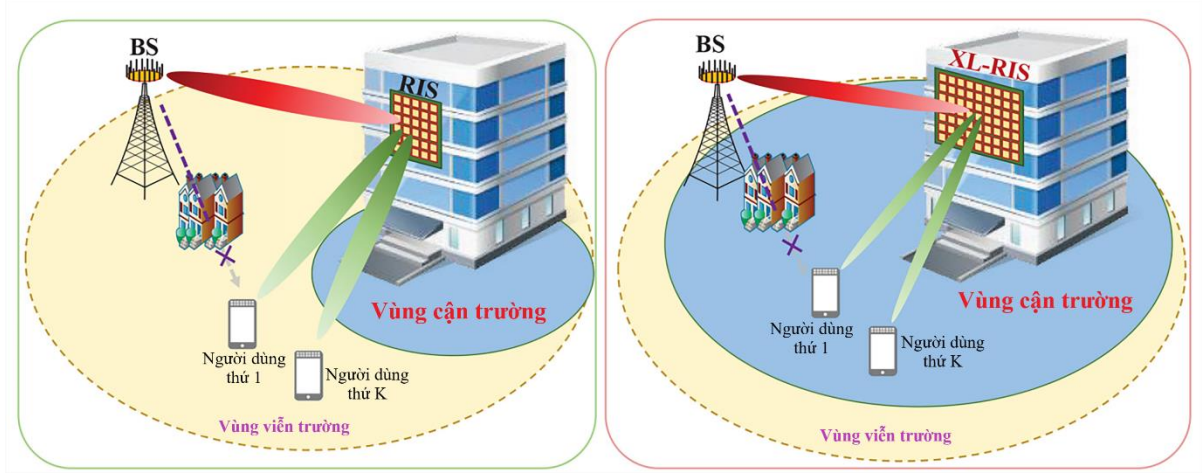
ở đây, D là khẩu độ mảng phản xạ, nếu khoảng cách giữa mảng và người dùng nhỏ hơn vùng Rayleigh thì sẽ thành kênh cận trường. Nhưng trong hệ thống XL-RIS, để sử dụng kênh cận trường thì theo bài báo [17] chúng ta cần thỏa mãn điều kiện sau:

$$\frac{r_{RA}r_{RD}}{r_{RA} + r_{RD}} < R = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (2.10)$$

trong đó, r_{RA} là khoảng cách từ BS đến XL-RIS; r_{RD} là khoảng cách từ XL-RIS đến người dùng.

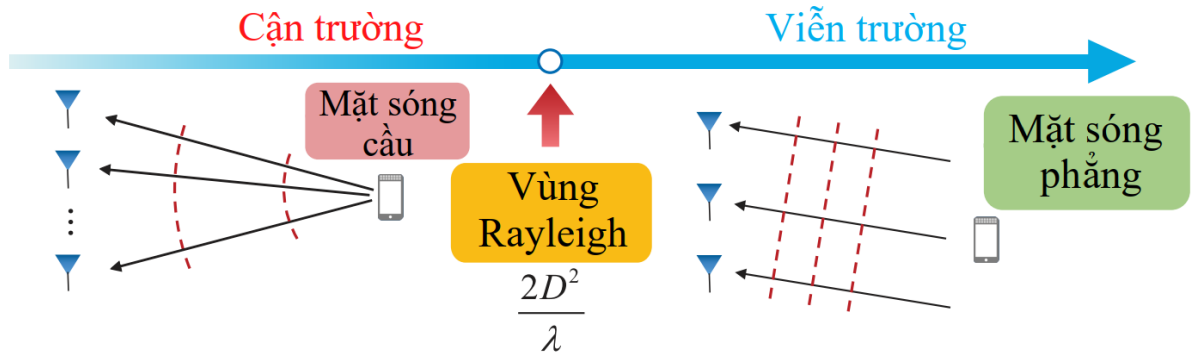
Từ công thức (2.10), ta có thể thấy rằng, nếu bất kỳ BS hoặc người dùng nào được phân bổ trong vùng cận trường của XL-RIS thì tất cả các giao tiếp liên quan tới đường phản xạ sẽ được biểu diễn dựa các tính chất của vùng cận trường [17]. Vì thế trong hệ thống không dây có hỗ trợ XL-RIS, mô hình kênh cận trường sẽ trở nên đa dụng hơn. Bên cạnh đó, khoảng cách Rayleigh sẽ phụ thuộc vào diện tích của khẩu độ mảng. Với những mảng có khoảng cách cố định giữa các phần tử, khi diện tích khẩu độ mảng tăng từ RIS lên XL-RIS, thì khoảng cách Rayleigh sẽ tăng theo cấp bình

phương. Khi vùng cận trường mở rộng như trong [hình 2.2](#) dẫn đến việc các BS và người dùng sẽ phân bố rải rác trong vùng cận trường.



Hình 2.2: Vùng cận trường hỗ trợ XL-RIS và vùng viễn trường hỗ trợ RIS

Trong vùng viễn trường, kênh truyền sẽ được mô phỏng dưới dạng mặt sóng phẳng dựa trên các vector định hướng được đề cập ở công thức (2.5) và (2.6). Trong phần này thì sẽ được mô tả rõ ràng hơn ở bên phải [hình 2.3](#), những mặt sóng điện từ có cùng pha sẽ được xem như đồng phẳng. Ngược lại, bên trái [hình 2.3](#) mô tả cho sóng cầu vùng cận trường, nên nếu áp dụng các giả thiết của mặt sóng phẳng thì sẽ xảy ra lỗi giao thoa nghiêm trọng [17].



Hình 2.3: So sánh giữa mặt sóng phẳng viễn trường và mặt sóng cầu cận trường [17]

Từ đó, hiệu quả kênh phản xạ vùng cận trường có thể được viết lại như sau theo bài báo [26]:

$$\overline{h_{NF,k}} = \overline{\alpha_k} \text{diag} \left(b^T(r_{re,k}) \right) b(r_{in}), \quad (2.11)$$

trong đó, $r_{re,k}$ là vector tọa độ từ XL-RIS đến người dùng thứ k; r_{in} là vector tọa độ từ BS đến XL-RIS; $b^T(r_{re,k})$ và $b(r_{in})$ trong công thức trên có thể được biểu diễn:

$$b(r_{re,k}) = \left[e^{-j2\pi D_k^{re}(1,1)}, \dots, e^{-j2\pi D_k^{re}(1,N_2)}, \dots, e^{-j2\pi D_k^{re}(N_1,1)}, \dots, e^{-j2\pi D_k^{re}(N_1,N_2)} \right]^T, \quad (2.12)$$

$$b(r_{in}) = \left[e^{-j2\pi D^{in}(1,1)}, \dots, e^{-j2\pi D^{in}(1,N_2)}, \dots, e^{-j2\pi D^{in}(N_1,1)}, \dots, e^{-j2\pi D^{in}(N_1,N_2)} \right]^T, \quad (2.13)$$

trong đó, $D_k^{re}(n_1, n_2)$ và $D^{in}(n_1, n_2)$ lần lượt là khoảng cách từ phần tử có vị trí (n_1, n_2) tới người dùng thứ k và từ phần tử đó tới BS.

Chúng ta có thể thấy rằng sự khác biệt chủ yếu giữa kênh cận trường $\overline{h_{NF,k}}$ ở công thức (2.11) và kênh viễn trường $\overline{h_{FF,k}}$ ở công thức (2.8) là ở vector $b(\dots)$. Trong khi vector $b(\phi, \varphi)$ của vùng viễn trường nằm trong mặt sóng phẳng nên chỉ bị ảnh hưởng bởi góc truyền từ mảng tới người dùng hoặc BS thì trong vùng cận trường, vector định hướng $b(r_{re,k})$ hoặc $b(r_{in})$ bị ảnh hưởng không chỉ bởi góc truyền mà cả khoảng cách vì $r_{re,k}$ hoặc r_{in} là những vector có hướng.

Từ những khác biệt giữa công thức (2.8) và (2.11), codebooks hiện có (DFT codebook – codebook về biến đổi Fourier rời rạc [38]) sử dụng cho vùng viễn trường không còn áp dụng được nữa. Vì vậy, codebook cận trường và thiết kế tia phân cấp đã được đề xuất như trong bài báo [26]. Tuy nhiên sẽ gây ra sự thất thoát nghiêm trọng về hiệu năng nếu chúng ta áp dụng trực tiếp cho trường hợp đa người dùng vì giới hạn module (*constant modulus constraint*), vì thế ở chương tiếp theo chúng ta sẽ đề xuất phương pháp thiết kế đa tia để giải quyết vấn đề này.

CHƯƠNG 3: ĐỀ XUẤT PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ĐA TIA

Trong phần này, chúng ta sẽ nghiên cứu phương pháp thiết kế đa tia cho hệ thống truyền thông không dây có hỗ trợ mảng phản xạ thông minh XL-RIS để tạo ra vector hình thành tia thụ động. Phương pháp này bao gồm 2 quy trình là hình thành tia và thiết kế đa tia.

Để dễ hiểu hơn, chúng ta có [hình 3.1](#) mô tả các quy trình tạo tia và truyền dữ liệu. Cụ thể, quy trình đầu tiên được hoàn thành nhờ lấy được hướng tia và độ lợi của từng người dùng đơn. Sau đó, dựa vào thông số của các tia đơn, vector hình thành tia sẽ được thiết kế trong quy trình thiết kế đa tia. Cuối cùng, các vector này sẽ được dùng để tạo kênh truyền dữ liệu.



Hình 3.1: Quy trình thiết kế đa tia và truyền dữ liệu theo thời gian.

3.1 QUY TRÌNH TẠO TIA ĐƠN

Như đã đề cập ở chương 1, vì sử dụng thiết kế tia nên chúng ta không cần thiết phải ước lượng kênh truyền để thu được CSI [39]. Thay vào đó, ta có thể trực tiếp tạo ra vector hình thành tia thông qua quy trình tạo tia đơn. Đầu tiên, BS sẽ gửi tín hiệu tới người dùng thông qua mảng RIS, tín hiệu này sẽ bao gồm nhiều frame, mảng RIS sẽ được thiết lập dựa trên các frame có sẵn trong codebook \mathcal{C} theo bài báo [26]. Tiếp theo, các frame trả về từ user sẽ có các mức năng lượng khác nhau, từ đó, codeword thích hợp sẽ được chọn dựa trên frame có mức năng lượng cao nhất. Cuối cùng, thông tin đó được hồi tiếp về BS, sau đó sẽ dựa vào codeword đã chọn để đưa ra vector chỉ phương. Kết quả của quy trình tạo tia sẽ được trả về giá trị góc truyền θ như sau:

$$\theta = \arg \max_{c_i \in \mathcal{C}} \left| \bar{h}_{NF}^T c_i \right|, \quad (3.1)$$

trong đó, $\arg \max$ là toán tử cho biết giá trị của biến đạt được cực đại khi hàm số đó đạt giá trị lớn nhất, c_i là 1 codeword sẽ chạy trong tập hợp của codebook \mathcal{C} , h_{NF} là kênh phản xạ cận trường.

Trong trường hợp đa truy cập, các quy trình này sẽ được thực hiện tuần tự cho tới người dùng thứ k với góc truyền θ_k . Tuy nhiên, vì ảnh hưởng của giới hạn module lên XL-RIS, chất lượng dịch vụ đường truyền sẽ bị suy giảm nghiêm trọng nếu chúng ta trực tiếp chồng chập các vector. Nghiên cứu trong bài báo [26] có thể hỗ trợ cho quy trình thiết kế tia ở bài viết này. Khi đó chúng ta sẽ tập trung vào quy trình thiết kế đa tia ở phần tiếp theo nhằm giải quyết hạn chế module này.

3.2 QUY TRÌNH THIẾT KẾ ĐA TIA

Xem xét việc kênh cận trường sẽ dựa vào thông tin góc và thông tin khoảng cách nên mạng lưới codebook \mathcal{S} sẽ rộng hơn, từ đó hỗ trợ được cho những tính toán phức tạp của kênh truyền đa tia. Lưu ý rằng thay vì quan tâm độ lợi của toàn bộ khu vực, ta quan tâm độ lợi tia tới từng vị trí người dùng. Do đó, trong thiết kế đa tia cận trường, chúng ta chỉ cần quan tâm đến những tia có hiệu suất thực tế. Cụ thể, phép toán rút gọn của thiết kế đa tia có thể được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_{NF} : \min_{\theta} l_1 &= \left\| \bar{g} - \Xi^H \theta \right\|_2^2 \\ \text{s.t. } C : |\theta_n| &= 1, \forall n \in \mathcal{N}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

ở đây, $\left\| \bar{g} - \Xi^H \theta \right\|_2^2$ là khoảng cách Euclid bình phương giữa 2 vector (có công thức là $(a - b)^T (a - b)$), Ξ là ma trận định hướng có kích thước $N \times K$ (với N là số lượng phần tử phần tử của mảng XL-RIS, K là số lượng người dùng lấy từ số cột thứ k của codeword θ_k từ quá trình định hướng tia), \bar{g} là vector độ lợi tia có kích thước $K \times 1$; $C: |\theta_n| = 1, \forall n \in \mathcal{N}$ là ràng buộc của phép toán. Vì thế công thức trên có thể được viết lại như sau:

$$l_1 = \bar{g}^H \bar{g} + \theta^H \Xi \Xi^H \theta - 2 \text{Re}\{\bar{g}^H \Xi^H \theta\}. \quad (3.3)$$

ở đây, do số lượng người dùng thường ít hơn số lượng phần tử của mảng XL-RIS ($K < N$), nên $\Xi \Xi^H$ là 1 ma trận suy biến ($\Xi \Xi^H \neq \text{In}$) (Ξ^H : ma trận chuyển vị liên hợp), $\text{Re}(\dots)$ là phần thực của 1 số phức. Vì thế, \mathcal{P}_{NF} trở thành bài toán tối ưu không lồi từ đó khiến việc giải khó khăn hơn.

Trong bài báo này, chúng ta đề xuất một phương pháp dựa trên thuật toán BCD kết hợp với thuật toán MM để giải quyết vấn đề. Ý tưởng này có thể tóm tắt thành hai khía cạnh. Thứ nhất, bằng cách sử dụng giải thuật MM, ta có thể giải quyết vấn đề này bằng cách phân chia nó thành các bài toán con nhỏ hơn, các bài toán này có thể giải được và lặp lại đến khi xử lý xong vấn đề gốc. Thứ hai, ta sử dụng các thông tin pha cho các độ lợi đa tia (multi-beam gains) như là các biến tối ưu bổ sung, nhờ đó mà số lượng bậc tự do của việc tối ưu hóa được tăng cường. Cuối cùng, đường truyền đa tia có thể được thiết kế bằng cách tối ưu xen kẽ hai yếu tố trên với thuật toán BCD.

3.2.1 TỐI ƯU VECTOR HÌNH THÀNH TIA

Đầu tiên, chúng ta áp dụng thuật toán MM để giải quyết bài toán $\widetilde{P}_{\text{NF}}$ và tối ưu hóa góc truyền θ . Ý tưởng cơ bản của giải thuật MM dựa theo bài báo [40] có thể được diễn tả như sau: 1) Đối với một bài toán tối ưu không lồi, ta giải quyết nó bằng cách chia nhỏ thành một loạt các bài toán con xấp xỉ để dễ xử lý hơn ; 2) Giải quyết tuần tự các bài toán con này theo vòng lặp từ đó tiến dần đến giải pháp tối ưu của hàm mục tiêu ban đầu.

Cụ thể, đối với một bài toán tối ưu hóa $\min_x f(x)$ với $x \in \mathcal{X}$, ta xây dựng một chuỗi hàm thay thế $\{q(x|x^t)\}$, ($t = 1, 2, \dots$) theo giải thuật MM. Mỗi hàm thay thế có thể được xem xét là hàm mục tiêu của bài toán con với $q(x|x^t)$ là hàm mục tiêu cho vòng lặp thứ $t + 1$, ký hiệu: $x^{t+1} = \arg \min_x q(x|x^t)$. Để giải quyết bài toán ban đầu, việc thiết kế đúng các hàm thay thế $\{q(x|x^t)\}$ là rất quan trọng. Lấy vòng lặp thứ $t + 1$ làm ví dụ, $q(x|x^t)$ cần đạt được bốn đặc điểm sau:

$$f(x) \leq q(x | x'), \forall x \in \mathcal{X}, \quad (3.4)$$

$$f(x) = q(x | x') \leftrightarrow x = x', \quad (3.5)$$

$$\nabla_x f(x) \big|_{x=x'} = \nabla_x q(x | x') \big|_{x=x'}, \quad (3.6)$$

$$q(x^{t+1} | x') = \min q(x | x') \leftrightarrow x = x^{t+1}. \quad (3.7)$$

ở đây, điều kiện (3.4) đảm bảo rằng mỗi hàm thay thế là giới hạn trên của hàm mục tiêu; điều kiện (3.5) và (3.6) có nghĩa là ở điểm giao nhau, độ biến thiên bậc nhất phải bằng nhau giữa hàm mục tiêu ban đầu và hàm thay thế; (3.7) sẽ đảm bảo giới hạn trên này giảm dần từ vòng lặp thứ t đến vòng lặp thứ $t + 1$, dựa trên đó chúng ta có $f(x^{t+1}) = q(x^{t+1} | x^t) \leq q(x^t | x^t) = f(x^t)$.

Bằng cách xử lý bài toán con sau:

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_t: \min_x & q(x | x') \\ \text{s.t. } & C : x \in \mathcal{X}, \end{aligned} \quad (3.8)$$

theo các chuỗi $\{q(x|x^t)\}$, ($t = 1, 2, \dots$), các giá trị tối ưu của \mathcal{P}_t giảm đều về t và cuối cùng đạt tới giá trị tối ưu của bài toán ban đầu.

Do đó, đối với hàm mục tiêu phức tạp như bài toán (3.2), cần thiết kể một hàm thay thế $\{q(x|x^t)\}$ phù hợp, để xử lý hơn bài toán (3.2) và đáp ứng được bốn đặc điểm trên. Để thuận tiện cho giải quyết vấn đề này, bài toán có thể được tái sắp xếp theo công thức (3.3) như sau:

$$\mathcal{P}_{\text{NF}}: \min_{\theta} l = \theta^H \Xi \Xi^H \theta - 2 \text{Re}\{\bar{g}^H \Xi^H \theta\} \quad (3.9)$$

$$\text{s.t. } C: |\theta_n| = 1, \forall n \in \mathcal{N}. \quad (3.10)$$

(vì $\bar{g}^H \bar{g}$ được xem như một hằng số nên đã được lược bỏ)

Tiếp theo, chúng ta sử dụng Định lý 1 như phương pháp hiệu quả để thiết kế hàm $q(\theta|\theta^t)$ tối ưu hóa θ trong vòng lặp thứ $t + 1$.

*Định lý 1: Hàm thay thế $q(\theta|\theta^t)$ đạt được bốn đặc điểm trên có thể được định nghĩa như sau:

$$\begin{aligned} l = \theta^H \Xi \Xi^H \theta - 2 \operatorname{Re}\{\bar{g}^H \Xi^H \theta\} \leq q(\theta|\theta') \triangleq \theta^H M \theta \\ + 2 \operatorname{Re}\{\theta^H (\Xi \Xi^H - M) \theta'\} + \theta'^H (M - \Xi \Xi^H) \theta' - 2 \operatorname{Re}\{\bar{g}^H \Xi^H \theta'\}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

cho bất kỳ θ^t đã cho và bất kỳ θ khả dụng nào, trong đó $M \triangleq \lambda_{\max} I_N \times N$ với λ_{\max} là trị riêng lớn nhất của $\Xi \Xi^H$. Từ định lý 1, vector định hướng tia θ có thể được tối ưu bằng quá trình lặp với chuỗi $\{q(\theta|\theta^t)\}$, ($t = 1, 2, \dots$) dựa vào điều kiện (3.4) đến (3.7) và bài toán con (3.8). Với vòng lặp thứ $t + 1$ và thay thế M như trên, bài toán tối ưu có thể được biểu diễn như sau:

$$\theta^{t+1} = \exp(j\angle(\Xi \bar{g} - \Xi \Xi^H \theta^t + \lambda_{\max} \theta')). \quad (3.12)$$

trong đó, θ^{t+1} là giá trị tối ưu của góc truyền vector hình thành tia trong vòng lặp thứ $t+1$; $\exp(j\angle \cdot)$ biểu thị phép biến đổi từ các phần tử của biểu thức trong dấu ngoặc thành dạng phức hợp; j là đơn vị phần ảo trong các số phức; biểu thức sau dấu \angle biểu thị pha của một số phức.

3.2.2 TỐI ƯU HỆ SỐ PHA

Như đã đề cập ở trên, do ảnh hưởng của giới hạn phần cứng nên phương pháp này không hoàn chỉnh, vì thế ta thêm hệ số pha vào biến đổi để tăng số lượng biến tự do có thể tối ưu. Hệ số pha thích hợp được viết: $\varpi = [e^{j\zeta^1}, e^{j\zeta^2}, \dots, e^{j\zeta^K}]$. Việc thêm hệ số pha sẽ không làm thay đổi mục tiêu của việc biến đổi vì độ lợi tia g chỉ chịu ảnh hưởng bởi biên độ. Cho $\bar{g} = \tilde{g} \odot \varpi$ có thể viết lại công thức (3.9) như sau:

$$\tilde{\mathcal{P}}_{\text{NF}}: \min_{\theta, \varpi} l = \theta^H \Xi \Xi^H \theta - 2 \operatorname{Re}\{(\tilde{g} \odot \varpi)^H \Xi^H \theta\} \quad (3.13)$$

$$\text{s.t. } C_1: |\theta_n| = 1, \forall n \in \mathcal{N} \quad (3.14)$$

$$C_2: \varpi_k = e^{j\zeta_k}, \forall k \in \mathcal{K}, \zeta_k \in [0, 2\pi] \quad (3.15)$$

trong đó, ϖ là yếu tố pha được giới thiệu để tối ưu hóa, giúp điều chỉnh các giá trị beam gain mong muốn; \tilde{g} là biến thay thế cho \bar{g} ban đầu; θ là biến cần tối ưu hóa của vector

hình thành tia; Ξ là ma trận định hướng tia; \mathbf{N} là tập hợp các chỉ số của θ cần tuân theo điều kiện $|\theta_n|=1$; \mathbf{K} là tập hợp các chỉ số của ϖ , và ζ_k là pha tương ứng của mỗi yếu tố $e^{j\zeta_k}$. Với θ^t được cho, ϖ có thể được tối ưu thành:

$$\varpi = \exp(j\angle(\Xi^H \theta^t)) \quad (3.16)$$

RIS	Reconfigurable Intelligent Surface
XL-RIS	Extremely Large-scale Reconfigurable Intelligent Surface
MM	Majorization - Minimization
BCD	Block Coordinate Descent
CSI	Channel State Information
AMCF	Alternative Minimization method with a Closed-Form expression
FS-AltMin	Fast Search based Alternative Minimization
NCDS	Non-Coherent Demodulation Scheme
BS	Base Station
ULA	uniform linear array
UPA	uniform planar array
LoS	Line of Sight
DFT	discrete Fourier transformation

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Shen, D. and L. Dai, *Multi-Beam Design for Extremely Large-Scale RIS Aided Near-Field Wireless Communications*, in *GLOBECOM 2022 - 2022 IEEE Global Communications Conference*. 2022. p. 1-6.

2. Ma, S., et al., *Wideband Channel Estimation for IRS-Aided Systems in the Face of Beam Squint*. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021. **20**(10): p. 6240-6253.
3. Chen, Y., et al., *QoS-Driven Spectrum Sharing for Reconfigurable Intelligent Surfaces (RISs) Aided Vehicular Networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021. **20**(9): p. 5969-5985.
4. Zhang, S., et al., *Deep learning optimized sparse antenna activation for reconfigurable intelligent surface assisted communication*. IEEE Transactions on Communications, 2021. **69**(10): p. 6691-6705.
5. Xu, M., et al., *Deep learning-based time-varying channel estimation for RIS assisted communication*. IEEE Communications Letters, 2021. **26**(1): p. 94-98.
6. Feng, C., et al., *Joint hybrid and passive RIS-assisted beamforming for mmWave MIMO systems relying on dynamically configured subarrays*. IEEE Internet of Things Journal, 2022. **9**(15): p. 13913-13926.
7. Liu, S., et al., *Deep denoising neural network assisted compressive channel estimation for mmWave intelligent reflecting surfaces*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020. **69**(8): p. 9223-9228.
8. Pang, X., et al., *IRS-assisted secure UAV transmission via joint trajectory and beamforming design*. IEEE Transactions on Communications, 2021. **70**(2): p. 1140-1152.
9. Xu, W., L. Gan, and C. Huang, *A robust deep learning-based beamforming design for RIS-assisted multiuser MISO communications with practical constraints*. IEEE transactions on Cognitive Communications and Networking, 2021. **8**(2): p. 694-706.
10. Wan, Z., Z. Gao, and M.-S. Alouini. *Broadband channel estimation for intelligent reflecting surface aided mmWave massive MIMO systems*. in *ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. 2020. IEEE.
11. Jian, M. and Y. Zhao. *A modified off-grid SBL channel estimation and transmission strategy for RIS-assisted wireless communication systems*. in *2020 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*. 2020. IEEE.
12. Liu, H., et al., *Optimal transmission strategy and time allocation for RIS-enhanced partially WPSNs*. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022. **21**(9): p. 7207-7221.
13. Liu, K., et al., *Active reconfigurable intelligent surface: Fully-connected or sub-connected?* IEEE Communications Letters, 2021. **26**(1): p. 167-171.
14. Zhang, Z., et al., *Active RIS vs. passive RIS: Which will prevail in 6G?* IEEE Transactions on Communications, 2022. **71**(3): p. 1707-1725.
15. Sun, H., et al., *Path loss of RIS-aided spatial modulation with on/off pattern*. IEEE Communications Letters, 2022. **26**(4): p. 937-941.
16. Zhang, S., et al., *AIRIS: Artificial intelligence enhanced signal processing in reconfigurable intelligent surface communications*. China Communications, 2021. **18**(7): p. 158-171.
17. Cui, M., et al., *Near-field MIMO communications for 6G: Fundamentals, challenges, potentials, and future directions*. IEEE Communications Magazine, 2022. **61**(1): p. 40-46.
18. Yu, X., D. Xu, and R. Schober. *MISO wireless communication systems via intelligent reflecting surfaces*. in *2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*. 2019. IEEE.
19. Wang, P., et al., *Intelligent reflecting surface-assisted millimeter wave communications: Joint active and passive precoding design*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020. **69**(12): p. 14960-14973.

20. Xie, H., J. Xu, and Y.-F. Liu, *Max-min fairness in IRS-aided multi-cell MISO systems with joint transmit and reflective beamforming*. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020. **20**(2): p. 1379-1393.
21. Wu, Q. and R. Zhang, *Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming*. IEEE transactions on wireless communications, 2019. **18**(11): p. 5394-5409.
22. Qi, C., et al., *Hierarchical codebook-based multiuser beam training for millimeter wave massive MIMO*. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020. **19**(12): p. 8142-8152.
23. Chen, K., C. Qi, and G.Y. Li, *Two-step codeword design for millimeter wave massive MIMO systems with quantized phase shifters*. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019. **68**: p. 170-180.
24. Chen-Hu, K., G.C. Alexandropoulos, and A. García Armada, *Differential data-aided beam training for RIS-empowered multi-antenna communications*. IEEE Access, 2022. **10**: p. 113200-113213.
25. Jiang, S., A. Hindy, and A. Alkhateeb. *Camera aided reconfigurable intelligent surfaces: Computer vision based fast beam selection*. in ICC 2023-IEEE International Conference on Communications. 2023. IEEE.
26. Wei, X., et al., *Codebook design and beam training for extremely large-scale RIS: Far-field or near-field?* China Communications, 2022. **19**(6): p. 193-204.
27. Alexandropoulos, G.C., et al. **"Near-field hierarchical beam management for RIS-enabled millimeter wave multi-antenna systems"**. in 2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). 2022. IEEE.
28. Shi, X., et al. *Chirp-based hierarchical beam training for extremely large-scale massive MIMO*. in ICC 2023-IEEE International Conference on Communications. 2023. IEEE.
29. Zhang, Y., X. Wu, and C. You, *Fast near-field beam training for extremely large-scale array*. IEEE Wireless Communications Letters, 2022. **11**(12): p. 2625-2629.
30. Xu, K., et al., *Fast beam training for FDD multi-user massive MIMO systems with finite phase shifter resolution*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020. **70**(1): p. 459-473.
31. Yang, S., et al., *Efficient multi-beam training for terahertz wireless communications*. arXiv preprint arXiv:2112.15346, 2021.
32. Dai, L., et al., *Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results*. IEEE access, 2020. **8**: p. 45913-45923.
33. Basar, E., et al., *Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces*. IEEE access, 2019. **7**: p. 116753-116773.
34. Zhang, J., et al., *Intelligent interactive beam training for millimeter wave communications*. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020. **20**(3): p. 2034-2048.
35. El Ayach, O., et al., *Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems*. IEEE transactions on wireless communications, 2014. **13**(3): p. 1499-1513.
36. Nadeem, Q.-U.-A., et al., *Intelligent reflecting surface assisted wireless communication: Modeling and channel estimation*. arXiv preprint arXiv:1906.02360, 2019.
37. You, C., B. Zheng, and R. Zhang, *Fast beam training for IRS-assisted multiuser communications*. IEEE Wireless Communications Letters, 2020. **9**(11): p. 1845-1849.
38. Wei, X. and L. Dai, *Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO: Far-field, near-field, or hybrid-field?* IEEE Communications Letters, 2021. **26**(1): p. 177-181.

39. Qi, C., et al., *Acquisition of channel state information for mmWave massive MIMO: Traditional and machine learning-based approaches*. Science China Information Sciences, 2021. **64**: p. 1-16.
40. Sun, Y., P. Babu, and D.P. Palomar, *Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning*. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016. **65**(3): p. 794-816.