

TÍCH HỢP RIS VÀO CÁC MẠNG TRUYỀN THÔNG KHÔNG DÂY DI ĐỘNG 5G VÀ 6G

NGUYỄN PHẠM ANH DŨNG

Hà Nội, 4-2025

1. MỞ ĐẦU

Các mạng 6G được kỳ vọng là một sự chuyển dịch đối với truyền thông tương lai từ mô hình dành cho “mọi vật được kết nối” đến “trí tuệ được kết nối” để kết hợp các thiết bị di động thành một nền tảng thông minh phân tán trên cơ sở tích hợp các khả năng cảm biến, truyền thông và tính toán. Các công nghệ 5G như mMIMO (massive MIMO: MIMO: kích thước lớn), truyền thông sóng mm và các ô nhỏ không thể đáp ứng các yêu cầu của trễ cực thấp (Ultra Low Latence), độ tin cậy cực cao (Ultra High Latence) và kết nối số lượng cực lớn trong các mạng tương lai. Thiếu sót cố hữu này của 5G chủ yếu là do yêu cầu và môi trường truyền sóng các tín hiệu không dây đã được định trước và không thể điều khiển trong thiết kế hệ thống. Tuy nhiên khái niệm mới “các môi trường vô tuyến thông minh” xử lý các kênh vô tuyến như là các thực thể có thể điều khiển và lập trình được và các thực thể này có thể được lập cấu hình liên kết với các máy thu và máy phát.

Các bề mặt thông minh khả điều chỉnh (RIS: Reconfigurable Intelligence Surface) còn được biết đến là các siêu bề mặt thông minh lớn và các bề mặt MIMO thụ động đa chiều (Large Intelligence Metasurface and Passive Holographic MINO Surface), được dự kiến là phụ kiện chủ chốt cho các môi trường vô tuyến thông minh. RIS là một tấm mỏng được làm từ các siêu vật liệu rẻ tiền và gần như thụ động, được điều khiển bằng cách kích thích bên ngoài để điều khiển các sóng điện từ đến. Các RIS thường có các tính năng sau:

- Các phần tử RIS có khả năng đưa ra các lập lại cấu hình độc lập khác nhau (chẳng hạn các dịch pha) phụ thuộc vào sóng điện từ tới, và thích ứng linh hoạt các đáp ứng của chúng theo thời gian thực.
- Các RIS được làm từ các phần tử điện tử giá thành thấp tiêu thụ năng lượng thấp (gần như thụ động) không sử dụng chuỗi các thành phần vô tuyến;
- Dễ dàng lắp đặt các RIS trên các vật thể thông thường như các bức tường, các trần nhà hay mặt tiền của các tòa nhà.

Nhờ các ưu điểm này, có thể tích hợp các RIS vào các mạng không dây để hỗ trợ giảm giá thành truyền thông. Đặc biệt là RIS hoạt động như một mảng anten phản xạ lớn và các phần tử của nó gây ra các dịch pha đối với các tín hiệu tới. Thông qua tối ưu hóa các dịch pha này, RIS có thể chống lại các tình trạng kênh bất lợi và đạt được các đáp ứng kênh mong muốn tại máy thu bằng cách tăng cường nhất quán các tín hiệu hữu ích và triệt bỏ nhiễu. Để khai thác hết các lợi ích của RIS, cần xử lý được các thách thức mới dưới đây:

Ước tính kênh. So với ước tính kênh trong một hệ thống truyền thông thông thường, ước tính kênh trong RIS hoàn toàn khác và thách thức hơn. Có hai lý do: ngoài đường truyền trực tiếp giữa máy phát và máy thu, đường truyền bổ sung do RIS gây ra cũng cần được ước tính; thứ hai do RIS gần như thụ động chỉ có khả năng xử lý tín hiệu hạn chế, nên máy thu phải đảm nhiệm việc tách riêng các kênh máy phát-RIS và RIS- máy thu bằng cách quan sát sự nổi tăng giữa chúng. Vì thế cần có một giải thuật ước tính kênh mới.

Tạo búp thụ động. Điều chỉnh các dịch pha RIS để tăng cường truyền thông đầu cuối đầu cuối được gọi là tạo búp thụ động (Passive Beamforming), cũng được biết đến như là tạo búp phản xạ (Reflect Beamforming). Tạo búp thụ động thường được tối ưu hóa với tạo búp tích cực hoặc tiền mã hóa tại máy phát. Trong thực tế, RIS được thực hiện bằng một số lượng hữu hạn các mức dịch pha, vì thế nó có một tập các góc khả dụng. Vì thế các vấn đề tối ưu tạo búp liên kết là không lời với các tập rời rạc khả thi.

Cấp phát tài nguyên và tối ưu hóa hệ thống. Để khai thác đầu đủ các ưu việt của RIS (cấp phát tài nguyên và tối ưu hóa hệ thống theo công suất phát), kích thước và vị trí đặt RIS, các mức tối ưu bộ dịch pha, ..., phải được xem xét cẩn thận, cần có các chiến lược máy phát thu mới phù hợp với thiết kế hệ thống mới.

Các giải pháp cho hai thách thức cuối cùng, phụ thuộc rất nhiều vào sự hiểu biết về thông tin trạng thái kênh (CSI: Channel State Information).

Trong các mạng truyền thông không dây 6G, các yêu cầu đối với các tốc độ số liệu cao và tiêu thụ công suất thấp có thể được đáp ứng bằng cách xử lý ảnh hưởng của truyền sóng không dây. Có thể đạt được điều này thông qua các kỹ thuật kết hợp phân tập và MIMO. Hiệu năng của các kỹ thuật này liên quan rất lớn đến các đặc tính của kênh truyền sóng. Các cơ chế truyền sóng vật lý trong truyền thông không dây dẫn đến các thay đổi của tín hiệu thu. Các bề mặt phản xạ thông minh (RIS: Intelligence Reflective Surface) là các cấu trúc điện từ đầy hứa hẹn hướng đến điều khiển truyền sóng không dây nhằm đảm bảo hiệu năng tối ưu, chẳng hạn tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SIR) cực đại. RIS là các mảng có thể điều khiển được thụ động của các phần tử phản xạ để định hướng sóng điện từ đến hoặc từ một nút đích, cho phép quản lý tín hiệu và nhiễu tốt hơn trong các mạng vô tuyến. Nó thường được giải thích như là một cơ chế để đạt được điều khiển được định nghĩa bằng phần mềm trong môi trường truyền sóng.

Lập mô hình kênh là vấn đề tiên quyết để thiết kế các hệ thống không dây và các thành phần đối với truyền thông được RIS hỗ trợ. Rất nhiều nghiên cứu đã được dành cho cho các kênh truyền sóng có sự tham dự của RIS. Mô hình kênh băng rộng không dừng (Widband Non-Stationary Channel) được đề xuất cho các hệ thống MIMO được RIS hỗ

trợ và được phân tích dựa trên các hàm thời gian, không gian và tần số. Mô hình kênh cũng đã được đề xuất cho truyền thông UAV và được phân tích bằng cách sử dụng hàm tương quan không gian. Một mô hình kênh cũng đã được rút ra cho các hệ thống THZ MIMO với giả thiết truyền lan sóng cầu để xét đến các kịch bản truyền thông trong trường vùng gần. Đối với RIS một chiều (One-Dimensional RIS) được triển khai trong không gian hai chiều, các mô hình kênh cũng được rút ra bằng cách dựa trên tạo ra vectơ của lý thuyết Green. Cả hai mô hình kênh đều áp dụng được cho cả truyền dẫn trong vùng trường gần và trong vùng trường xa. Các mô hình tổn hao không gian tự do được rút ra chứa bốn đặc tính của các hệ thống truyền dẫn, đó là khoảng cách giữa RIS và máy phát/máy thu, kích thước của các phần tử RIS, các mẫu phát xạ của các phần tử RIS và anten, các hiệu ứng của trường vùng xa / trường vùng gần. Mô hình đã được xác thực bởi các số liệu thực nghiệm. Một số nghiên cứu mô hình kênh được thực hiện với giả thiết các mẫu phát xạ đẳng hướng (Isotropic Radiation Pattern) của anten và các phần tử RIS.

Các RIS có thể được khai thác theo nhiều cách để hỗ trợ mạng truyền thông tổ ong UAV và làm cho chúng hiệu quả cũng như tin cậy hơn:

- Các RIS có thể được lắp đặt trên mặt ngoài của cửa các tòa nhà cao tầng và được điều khiển để tạo ra các phản xạ tín hiệu nhằm tăng cường độ tin cậy của các liên kết không trung-mặt đất khi chúng bị che chắn bởi các tòa nhà khác;
- Các RIS có thể được lắp đặt trên các biển quảng cáo lớn và được tối ưu để tạo ra các phản xạ tín hiệu nhằm tăng cường độ tin cậy của liên kết này khi các người sử dụng UAV phát phía sau biển quảng cáo. Trong một số trường hợp, các RIS có thể được lắp đặt tại cửa sổ để hỗ trợ truyền thông ngoài nhà-trong nhà, chẳng hạn giữa UAV BS và người sử dụng bên trong tòa nhà;
- Các RIS có thể được lắp ráp trên UAV với vai trò chuyển tiếp để tạo ra tầm nhìn toàn cảnh 360° và phủ sóng theo yêu cầu thông qua các phản xạ tín hiệu không trung-mặt đất có thể điều khiển được.

Định vị với sự hỗ trợ của RIS. Vấn đề ước tính vị trí đang ngày càng trở nên quan trọng trong các hệ thống thông tin thế hệ mới. Nó hỗ trợ các ứng dụng mới như truyền thông nhận thức vị trí, điều hướng cá nhân, định vị trong nhà, lái xe tự quản, và IoT. Truyền thông 5G và 6G sử dụng các băng thông rộng hơn, tần số cao hơn và các mảng anten lớn cho phép cải thiện đáng kể tính chính xác định vị.

RIS cung cấp vị trí bổ xung (cho các đo đạc dựa trên thời gian) và tham chuẩn phương (cho các đo đạc dựa trên góc) bổ sung cho các BS. RIS cũng cung cấp tuyến truyền sóng giữa các BS và UE. Để lấy ra các thông số địa lý của đường truyền này, cần phát hiện chúng bằng cách sử dụng thủ tục đánh giá thông số kênh. Tính khả lập cấu hình của RIS

tạo điều kiện thực hiện điều này dễ dàng: các cấu hình pha của RIS có thể được sử dụng để định hình nhiều đường truyền theo không gian (bằng cách tạo ra các búp sóng theo các hướng), và theo tần số (nếu có thể điều khiển các cấu hình nhạy cảm tần số). Điều này cho phép máy thu tại vùng xa phân tách đường truyền của RIS để cho phép siêu bề mặt tối ưu hóa cấu hình của nó theo tần số, thời gian và không gian giống như một BS thông thường. Vì đa phần các RIS là thụ động, không gây ra trễ, nên nó được đồng bộ tự nhiên với BS phát. Tóm lại, RIS hành động giống như một BS được đồng bộ hoàn hảo với một mảng tương tự lớn để cung cấp các đo đặc góc và trễ. Điều này cho phép RIS thay thế một hay nhiều BS, khắc phục các che chắn tầm nhìn thẳng (LoS) và cung cấp các đo đặc góc chất lượng cao do thường có góc mở lớn.

Cảm biến. Trong khi có thể tranh cãi, định vị là một trường hợp đặc biệt của cảm biến trong đó RIS cũng có thể cung cấp cơ hội để cải thiện và hỗ trợ cảm biến đơn tĩnh (Mono-Static) giống như radar. Trong cảm biến đơn tĩnh, máy phát và máy thu được đặt tại cùng một vị trí vì thế được đồng bộ pha hoàn hảo. Từ tín hiệu tán xạ ngược, máy thu có thể lập bản đồ cho các đối tượng thụ động bằng cách đo cự ly của chúng (trực tiếp từ ToA), góc tới (AoA) và các dịch Doppler. RIS cũng có thể được sử dụng để khuếch đại tín hiệu tán xạ ngược và nhờ vậy mở rộng cự ly hay cung cấp khả năng nhìn xung quang các góc. Tuy nhiên do tổn hao đường truyền lớn trong cảm biến, sử dụng RIS cho cảm biến bị hạn chế nhiều hơn so với định vị.

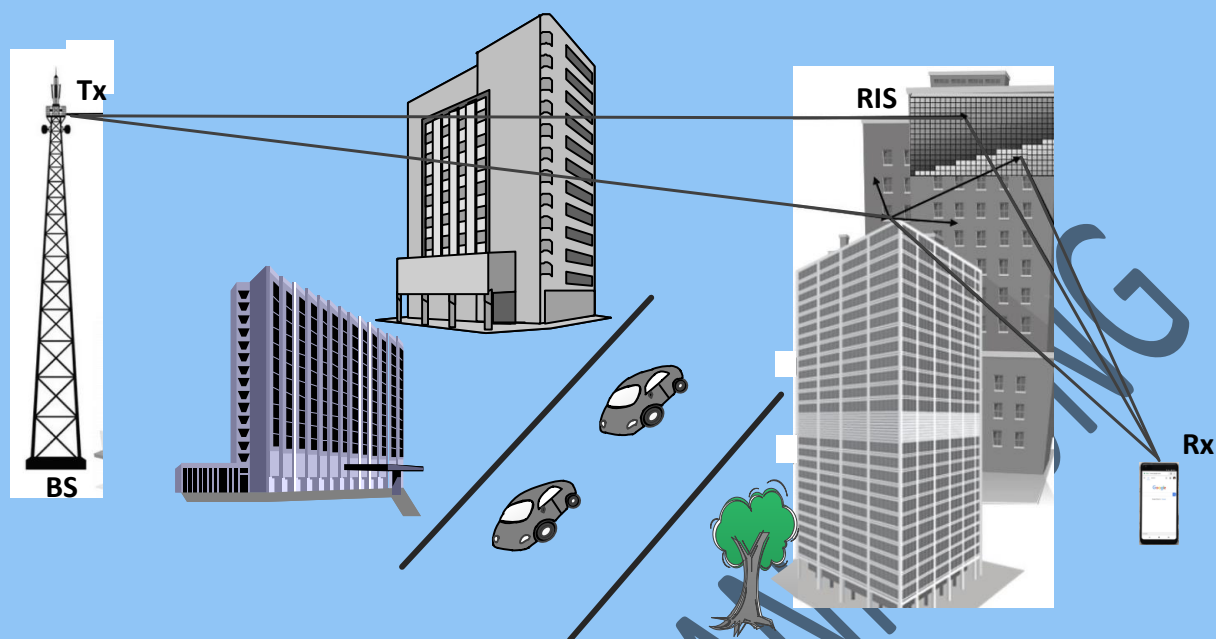
Nội dung tài liệu này gồm bốn phần chính:

- Các mô hình kênh, các ước tính kênh và các phương pháp tối ưu hóa kênh
- RIS định vị
- Triển khai RIS
- Các topo RIS

1. CÁC KỊCH BẢN SỬ DỤNG RIS

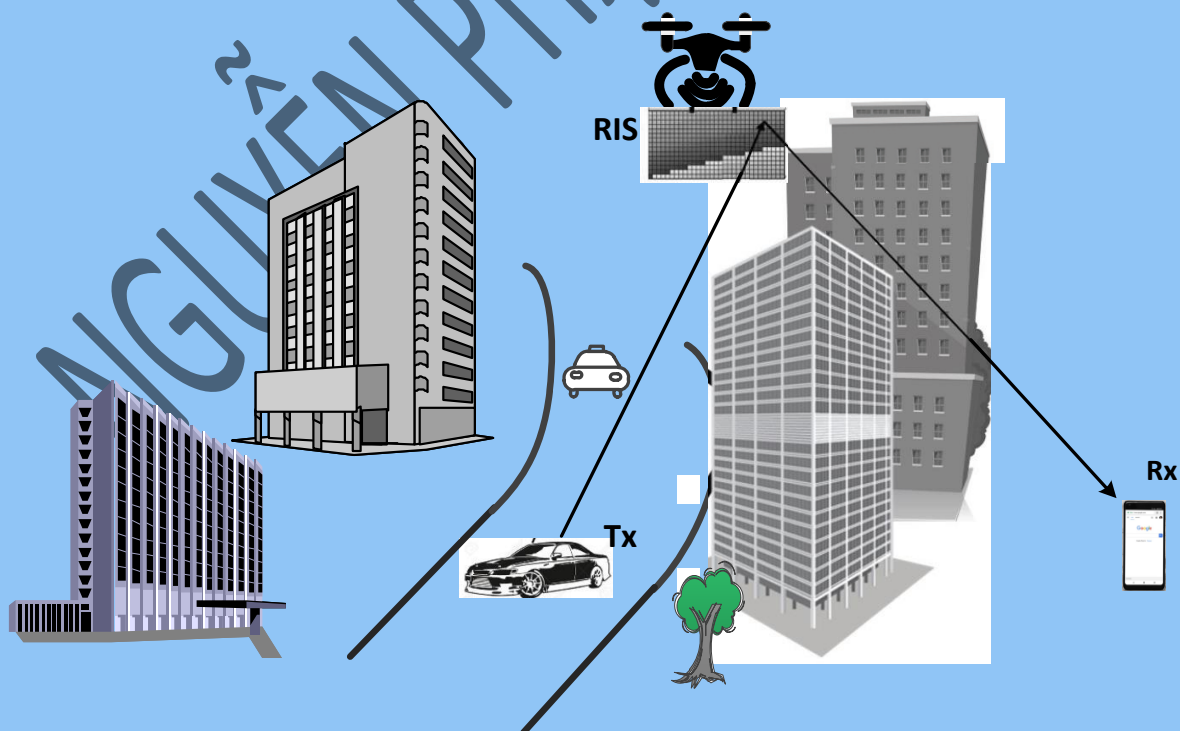
Có rất nhiều kịch bản sử dụng RIS cho truyền thông không dây trong các hệ thống thông tin di động 5G và 6G. Một số kịch bản điển hình sẽ được xét trong phần này.

Kịch bản trên hình 2.1 cho thấy truyền thông không dây với sự hỗ trợ của RIS trong đó xảy ra tòa nhà che chắn đường liên kết trạm gốc và người dùng. Trong các kênh như thế này, truyền dẫn vô tuyến từ máy phát Tx đến máy thu Rx thông qua một RIS, nghĩa là từ Tx đến RIS (Tx-RIS) và từ RIS đến máy thu (RIS-Rx) theo cách nối tầng.



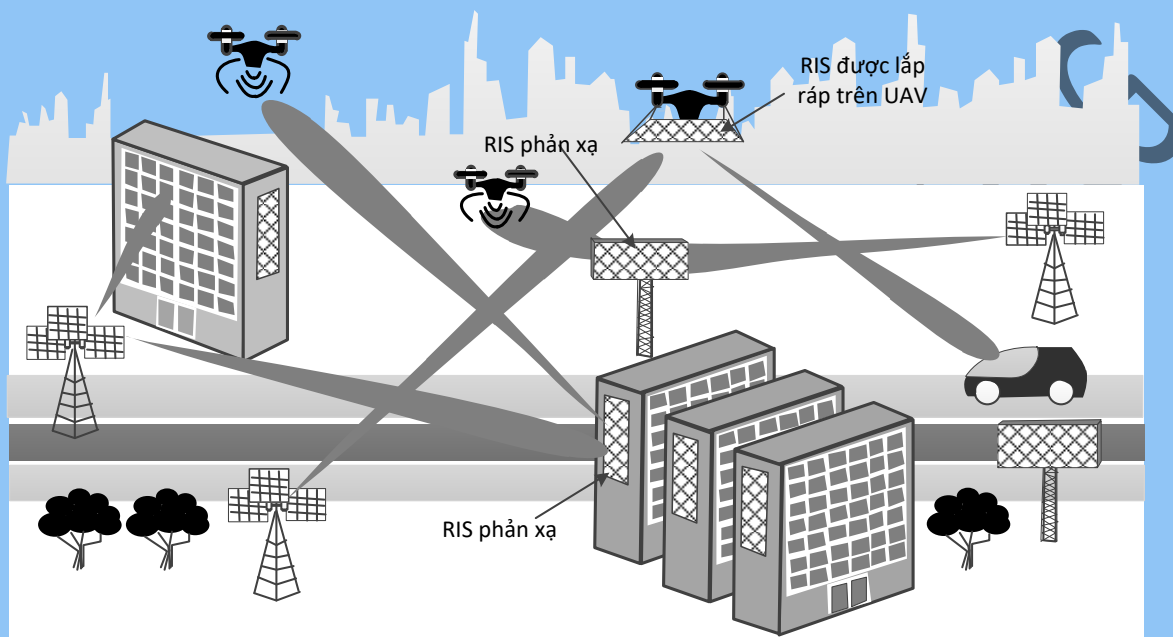
Hình 2.1. Truyền thông không dây được RIS hỗ trợ

Truyền thông không dây với sự hỗ trợ của RIS có thể xảy ra giữa hai đối tượng di động, chẳng hạn như trên hình 2.2 trong đó ô tô truyền thông với người dùng đi bộ bị che chắn bởi tòa nhà, Trong trường hợp này RIS được mang bởi UAV.



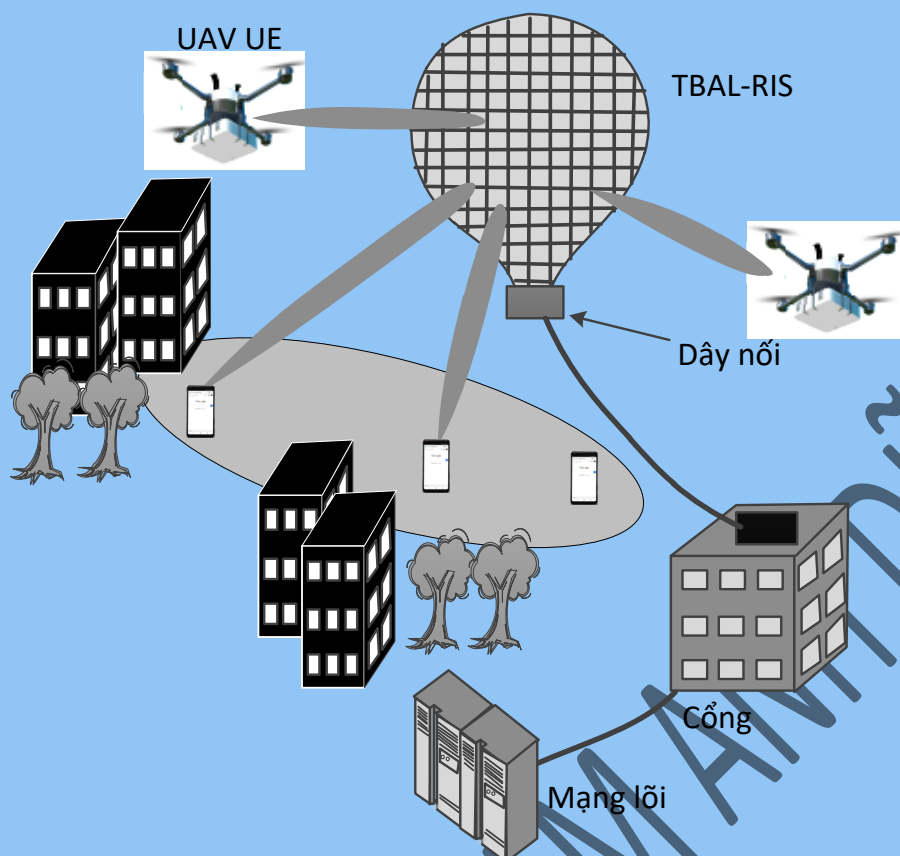
Hình 2.2. Kênh với Tx di động và RIS di động

Hình 2.3 cho thấy các trường hợp sử dụng các RIS khác nhau để hỗ trợ mạng truyền thông tổ ong thông UAV và làm cho chúng hiệu quả cũng như tin cậy hơn.



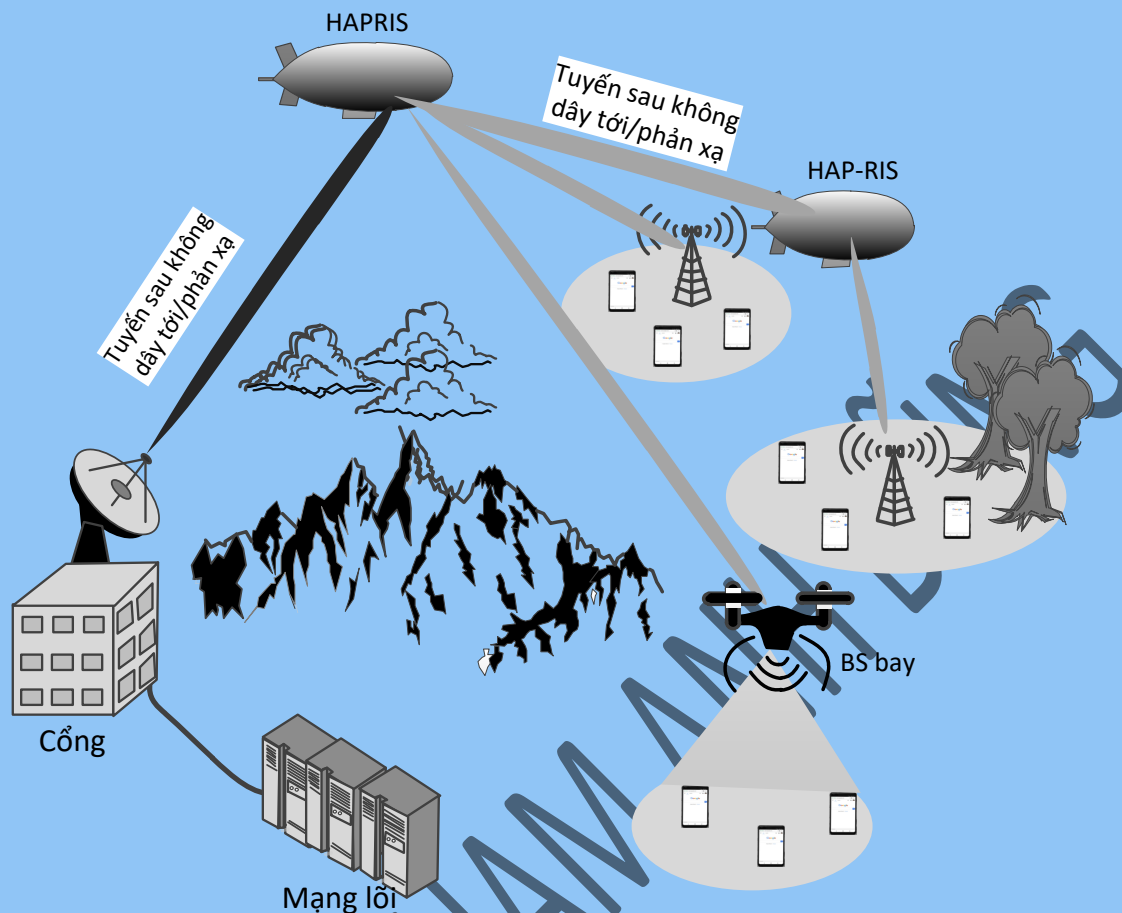
Hình 2.3. Các trường hợp sử dụng RIS khác nhau để hỗ trợ mạng truyền thông tổ ong thông UAV và làm cho chúng hiệu quả cũng như tin cậy hơn

Hình 2.4 cho thấy một đề xuất sử dụng khinh khí cầu nối dây (Tethered Balloon) được trang bị RIS (TBAL-RIS) như là một điểm truy nhập vô tuyến để kết nối và nâng cao dung lượng cho các người dùng đô thị. Bằng cách chiếu xạ mặt ngoài của TBAL-RIS bởi một bộ tiếp sóng tần số vô tuyến (RF Feeder), thông tin được cung cấp bởi liên kết số liệu dây dẫn có thể được mã hóa và được phát. Bộ điều khiển RIS điều chỉnh pha của các tín hiệu phản xạ để tạo ra các búp sóng khác nhau hướng đến các người dùng. TBAL-RIS với diện tích lớn hơn có thể chứa được nhiều bộ phản xạ hơn. Ngoài ra sử dụng TBAL-RIS trong môi trường đô thị khả thi và kinh tế hơn so với các BS mặt đất.



Hình 2.4. Sử dụng TBAL-RIS để hỗ trợ truyền thông cho các người dùng mặt đất và các người dùng không trung

Hình 2.5 cho thấy trường hợp sử dụng HAP-RIS để kết nối tuyến sau cho các người sử dụng bị cách ly trong các vùng xa.

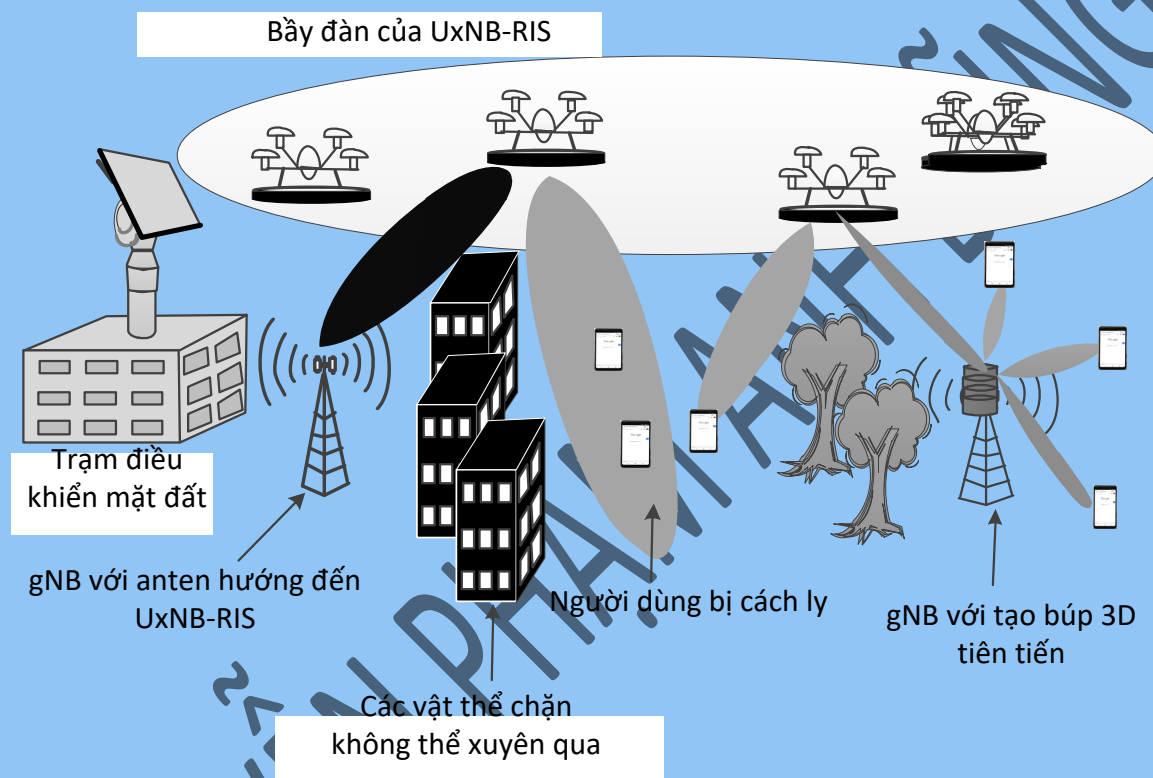


Hình 2.5. Trường hợp sử dụng HAP-RIS để kết nối tuyến sau cho các người sử dụng bị cách ly trong các vùng xa

Các HAP (High Altitude Platform: nền tảng cao độ cao) là các nền tảng nằm trong tầng bình lưu tại một điểm hầu như cố định so với mặt đất. Vì tốc độ gió trong vùng này yếu, nên chỉ cần công suất thấp để ổn định nền tảng. Ngoài ra vùng phủ sóng của HAP lớn hơn so với BS mặt đất. Theo ITU bán kính phủ sóng của HAP có thể lên đến 500 km. Tuy nhiên hiện nay các dự án chỉ giới hạn ở bán kính 100 km.

HAP chủ yếu được cấp điện bởi năng lượng mặt trời hoặc pin nhiên liệu và thời gian bay của nó có thể nhiều giờ hoặc một vài năm. Tuy nhiên năng lượng mặt trời nhiều khi không đủ vì thế cần thêm nguồn năng lượng bổ sung cho HAP. HAP chủ yếu tiêu thụ năng lượng cho phóng, ổn định và các hoạt động truyền thông. HAP thường được sử dụng cho truyền thông với vai trò một BS (HAP-BS) hoặc một trạm chuyển tiếp (HAP-RS). Sử dụng HAP với RIS (HAP-RIS) có nhiều ưu điểm như: giảm công suất cho các chức năng truyền thông vì điều hướng các tín hiệu có thể thực hiện gần như thụ động.

RIS cũng có thể được lắp ráp trên một bầy đàn UAV (UxNB-RIS) để tạo nên một lớp phản xạ trung gian giữa các BS và các người dùng bị cách ly như trên hình 2.6. UxNB cho phép di chuyển cơ khí êm ả lớp RIS, đồng thời hỗ trợ phản xạ được điều chỉnh số đối với các tín hiệu đến để cải thiện dịch vụ cho những người dùng bị cách ly. Ngoài ra do giá thành sản xuất thấp, có thể triển khai UxNB-RIS nhanh chóng nhờ vậy tăng lợi nhuận nhà mạng trên một người dùng khi lắp các lỗ hồng phủ sóng và đáp ứng các nhu cầu băng rộng tốc độ cao của người dùng.



Hình 2.6. Hỗ trợ các mạng mặt đất bị chặn bằng cách sử dụng UxNB-RIS

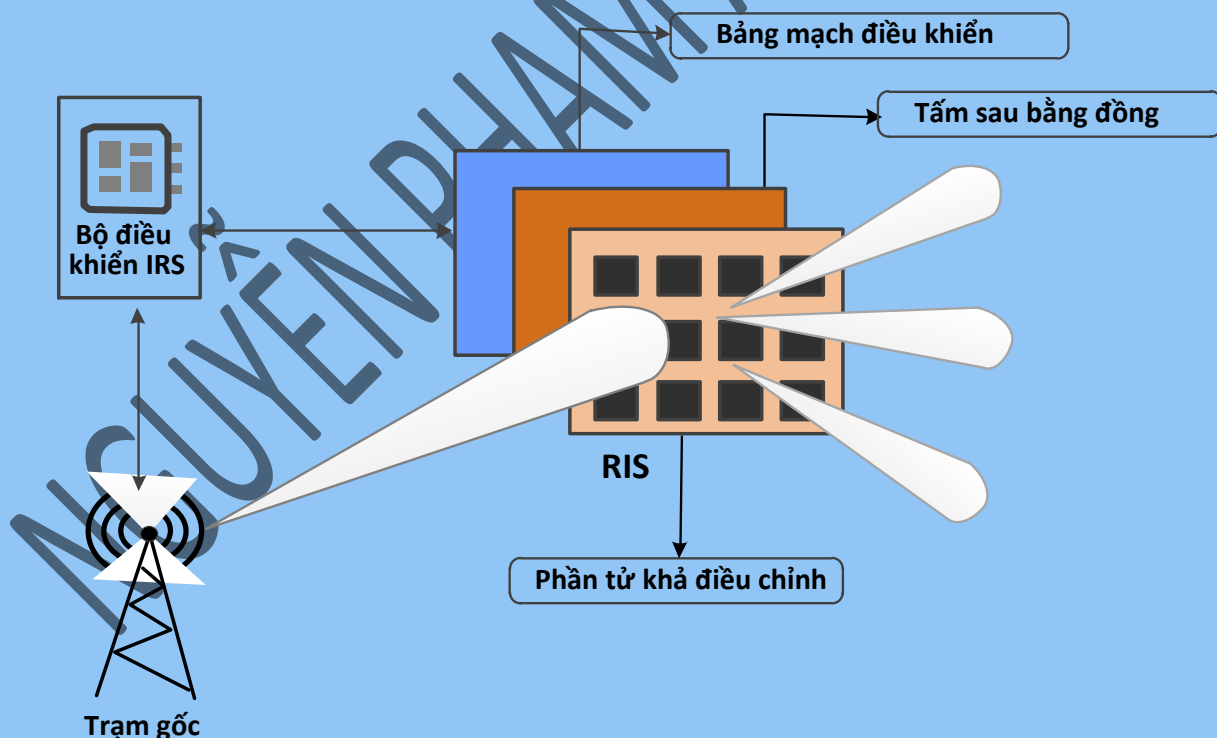
3. KIẾN TRÚC CỦA RIS

RIS được thực hiện dựa trên các siêu bề mặt (Metasurface). Các siêu bề mặt được làm từ các vật liệu tổng hợp có các thuộc tính điện từ trường đặc biệt. Nó là một tấm siêu vật liệu hai chiều. Trong giai đoạn phôi, chúng được sử dụng trong các ứng dụng quang học để thay thế cho các thấu kính được cấu trúc theo yêu cầu. Bề mặt cộng hưởng (Resonating Surface) bao gồm các phần tử cộng hưởng đặt gần nhau trong không gian được gọi là các siêu hạt nhân (Meta Atom). Kích thước của các siêu hạt nhân và khoảng cách giữa chúng nhỏ hơn nhiều so với bước sóng của truyền dẫn. Vì thế điều khiển các sóng tới nhận được

các mức độ tự do cao hơn nhiều. Thiết kế cẩn thận các siêu nguyên tử có thể cung cấp các hồ sơ biên độ/pha tựa như liên tục (Quasi- Continuous Amplitude/Phase Profile) về sóng tới, nhờ vậy có thể điều khiển được trường điện từ bị tán xạ.

Sử dụng các siêu bề mặt khả lập trình và khả lập lại cấu hình (Programmable and Reconfigurable) ta có thể nhận được các phản xạ của RIS phù hợp cho các kịch bản thực tế. Biên độ và dịch pha của phản xạ của từng phần tử của RIS được thực hiện dựa trên thiết kế thích hợp về kích thước, định hướng và sắp xếp các phần tử của RIS. Điều chỉnh thời gian thực RIS được thực hiện nếu kênh là kênh thay đổi theo thời gian do sự chuyển động của các đối tượng xung quang, máy phát, máy thu hay cả hai. Vì thế, các hệ số phản xạ khả điều chỉnh động là yêu cầu quan trọng trong quá trình sản xuất RIS.

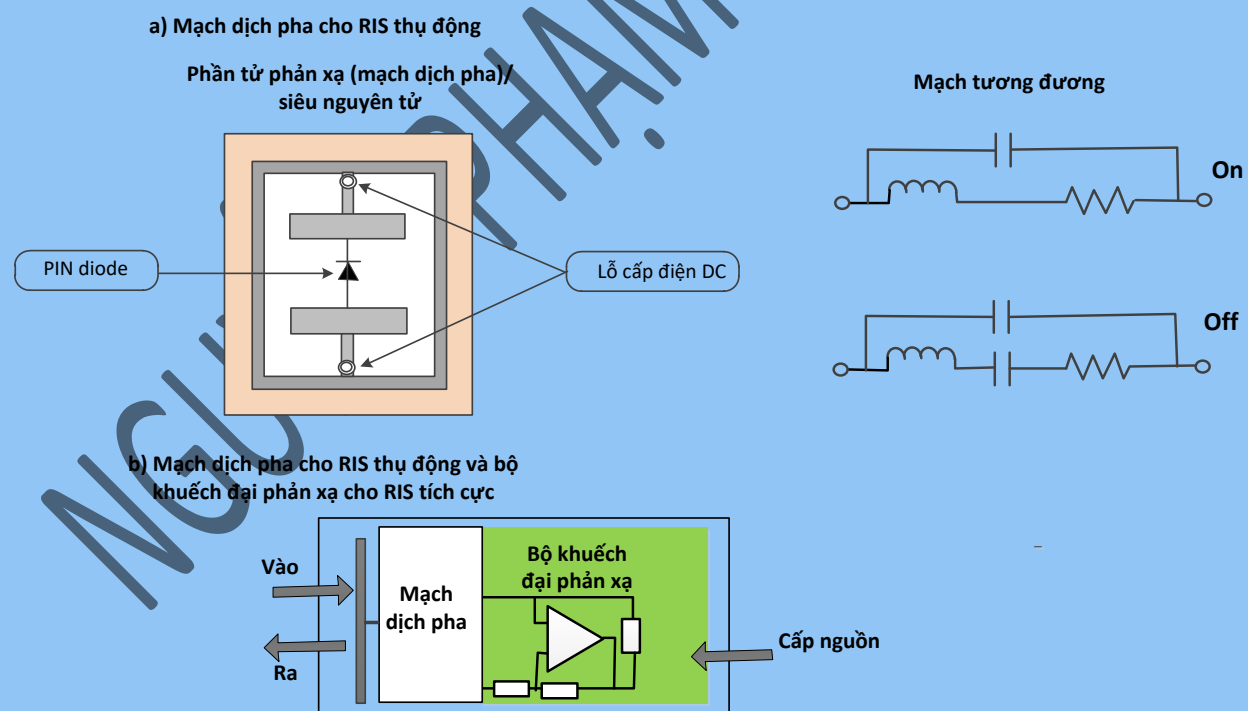
Cấu trúc điển hình của RIS được mô tả trên hình 3.1. Cấu trúc này bao gồm ba lớp và một bộ điều khiển RIS. Lớp thứ nhất chứa một số lượng lớn các miếng vá kim loại (Metallic Patch) được in trên một nền điện môi. Các miếng vá này có thể điều chỉnh được hoặc lập lại cấu hình được và có thể điều khiển các tín hiệu tới. Một tấm đồng được sử dụng cho lớp thứ hai, nó giúp giảm rò năng lượng tín hiệu trong quá trình phản xạ. Lớp thứ ba là bản mạch điều khiển để điều chỉnh các biên độ và các dịch pha của phản xạ.



Hình 3.1. Kiến trúc của RIS

Bộ điều khiển thông minh dùng để điều khiển các phản xạ thường được thực hiện bởi FPGA (Field Programable Gate Array: mảng cổng khả lập trình tại hiện trường). Bộ điều khiển của RIS cũng truyền thông với các trạm gốc và các thiết bị người dùng qua các liên kết tuyến sau (Backhaul link) hoặc có dây hoặc không dây. Trong một số kịch bản thực tế các bộ cảm biến dành riêng có thể được đan xen với các phần tử phản xạ tại lớp một để cảm biến kênh và các tín hiệu xung quanh.

Các phương pháp khác nhau được sử dụng để điều khiển các phản xạ, bằng cách này lập lại cấu hình các phần tử của RIS. Phương pháp thứ nhất là kích hoạt cơ khí sử dụng quay cơ khí và tịnh tiến, phương pháp thứ hai sử dụng các vật liệu như các tinh thể lỏng và grapheme. Phương pháp thứ ba sử dụng các thiết bị điện tử như các điốt PIN, các transistor trường (FeT) và các vi chuyển mạch cơ điện tử (Micro Electromechanical Switch). Phương pháp thứ ba được sử dụng rộng rãi trong hầu hết các kịch bản thực tế vì thời gian đáp ứng nhỏ hơn, chuyển mạch nhanh hơn, tổn hao phản xạ nhỏ và tiêu thụ năng lượng thấp. Phần tử điển hình sử dụng điốt PIN được cho trên hình 3.28a. Thông qua đường cấp điện một chiều (DC), các điện áp định cực khác nhau được cấp điện cho điốt PIN. Bằng cách cấp điện áp định cực phù hợp, điốt PIN có thể được chuyển mạch giữa hai trạng thái “ON “ và OFF”, vì thế có thể tạo ra các dịch pha phù hợp cho sóng tới.



Hình 3.2. Phần tử phản xạ khả điều chỉnh dựa trên điốt PIN (a) và bổ sung bộ khuếch đại phản xạ cho RIS tích cực

Một số nguyên cứu cũng đề cập đến RIS tích cực (Active RIS) trong đó RIS tích cực có thể khuếch đại tín hiệu phản xạ (hình 3.2b). Như thấy trên hình 3.2b, ngoài mạch dịch pha mỗi phần tử của RIS tích cực còn có thêm một bộ khuếch đại phản xạ để tăng cường tín hiệu và cải thiện khả năng cho RIS chống lại pha đỉnh nhân (Multiplicative Fading) và không chế môi trường không dây tốt hơn.

Tần suất chuyển mạch của diốt PIN chỉ trong vài μs nhỏ hơn nhiều so với thời gian nhất quán (Coherence Time) trải nghiệm thực tế trong các kịch bản truyền thông vô tuyến (thường vài mili giây). Biên độ phản xạ của các phần tử cũng được điều khiển đồng thời với dịch pha và điều này đảm bảo giảm giá thành phần cứng và giá thành thực hiện điều khiển biên độ thường rẻ hơn điều khiển pha (còn được gọi là tạo búp bằng dịch pha). Rất nhiều phương pháp đã được đề xuất để điều khiển biên độ phản xạ, một trong các phương pháp này là điều chỉnh trở kháng tải trong mỗi phần tử phản xạ. Trong phương pháp này năng lượng của tín hiệu tới bị tiêu tán ở dạng nhiệt bằng cách thay đổi điện trở của của từng phần tử phản xạ nhờ vậy đạt được biên độ phản xạ mong muốn. Tuy nhiên để được thiết kế phản xạ tối ưu, ta phải điều khiển biên độ và pha độc lập. Hệ số phản xạ của từng phần tử của RIS được định nghĩa như sau:

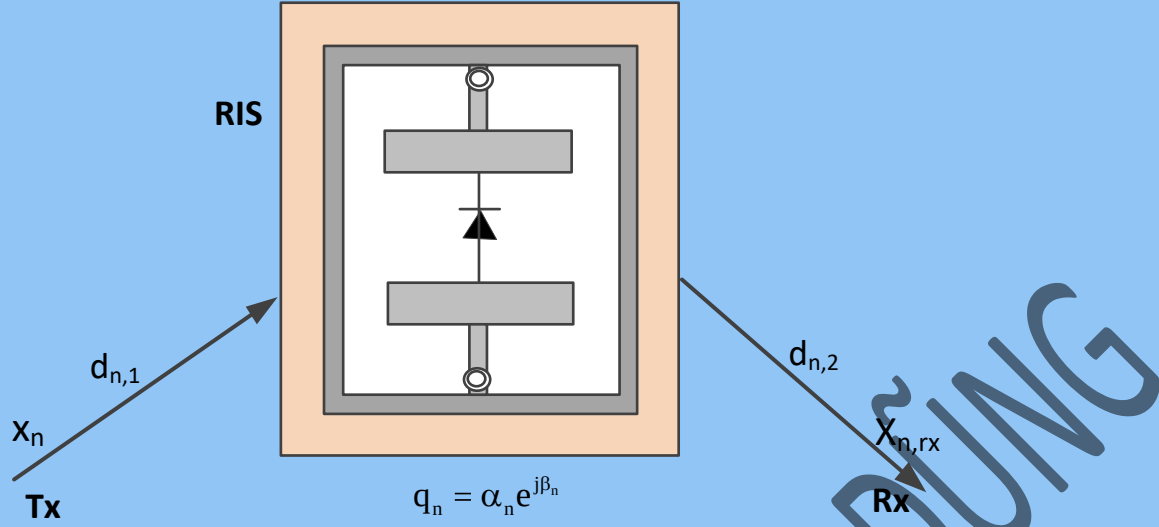
$$q_n = \alpha_n e^{j\beta_n} \quad (3.1)$$

Trong đó $n=1, \dots, N$, β_n là biên độ phản xạ nhận giá trị liên tục trong khoảng 0 đến 1 còn θ_n góc dịch pha nhận giá trị liên tục trong khoảng 0 đến 2π được biểu diễn như sau:

$$q_{\alpha,n} = \alpha_n : \alpha_n \in [0,1], \beta_{\theta,n} = \theta_n : \theta_n \in [0,2\pi] \quad (3.2)$$

Trong đó $n=1, \dots, N$; $\alpha_n \in [0,1]$, $\beta_n \in [0,2\pi]$,

Hình 3.3 cho thấy mô hình tín hiệu băng gốc cho từng phần tử của RIS, trong đó x_n là tín hiệu băng gốc phát đi từ máy phát Tx đến phần tử n của RIS, ϕ_n là hệ số phản xạ của phần tử n của RIS và $x_{n,Rx}$ là tín hiệu băng gốc thu Rx từ phần tử phản xạ n của RIS.



Hình 3.2. Mô hình tín hiệu băng gốc cho từng phần tử của RIS

Nhưng trong thực tế, dải giá trị biên và pha liên tục dẫn đến nhiều thách thức. Vì thế hai mô hình phản xạ cơ bản của các hệ thống truyền thông được IS hỗ trợ như sau.

Mô hình phản xạ rời rạc.

Trong mô hình này thực hiện thực tế các phần tử phản xạ với độ phân giải cao đòi hỏi thiết kế phần cứng phức tạp dẫn đến tăng giá thành. Khi số mức dịch pha tăng, số lượng điốt PIN yêu cầu cho thực hiện cũng tăng, dẫn đến thách thức vì kích thước và số lượng PIN tại bộ điều khiển RIS bị giới hạn. Vì thế chỉ nên thực hiện các mức dịch pha và biên độ rời rạc hữu hạn để chỉ cần số bit ít hơn trên một phần tử. Nói chung, nếu số bit cần thiết để điều khiển biên độ là d_β , thì số mức biên độ rời rạc bằng $N_\beta = 2^{d_\beta}$. Tương tự nếu d_θ là số bit cần thiết để điều khiển các dịch pha, thì số mức pha rời rạc sẽ là $N_\theta = 2^{d_\theta}$. Tập rời rạc các dịch pha và các biên độ phản xạ được biểu diễn như sau:

$$q_{n,\alpha} = \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{N_\alpha} \quad (3.3)$$

$$q_{n,\beta} = \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{N_\beta} \quad (3.4)$$

Trong một số trường hợp, điều khiển biên hoặc điều khiển dịch pha có thể được thực hiện riêng để giảm mức độ phức tạp và giá thành. Nhìn chung, tạo búp theo pha tốn kém hơn điều khiển biên độ.

Mô hình phản xạ kết nối (Coupled Reflection Model)

Do các thách thức liên quan đến thực hiện, nên mô hình phản xạ kết nối được đề xuất. Trong mô hình này các phần tử phản xạ được lập mô hình như là các mạch cộng hưởng có điện trở, trở kháng và điện dung. Trong mô hình này từng mạch cộng hưởng biên độ và pha được kết nối phi tuyến và vì thế cả hai độc lập với nhau. Nếu dịch pha bằng không thì biên độ đạt đến giá trị cực tiểu, đây là bản chất đồng pha của các dòng điện của phần tử và các dòng điện phản xạ. Vì thế tiêu tán năng lượng sẽ cực đại và dẫn đến giá trị biên độ phản xạ nhỏ hơn. Các hệ số phản xạ sẽ được kết hợp tối ưu để đạt được tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) cực đại tại máy thu.

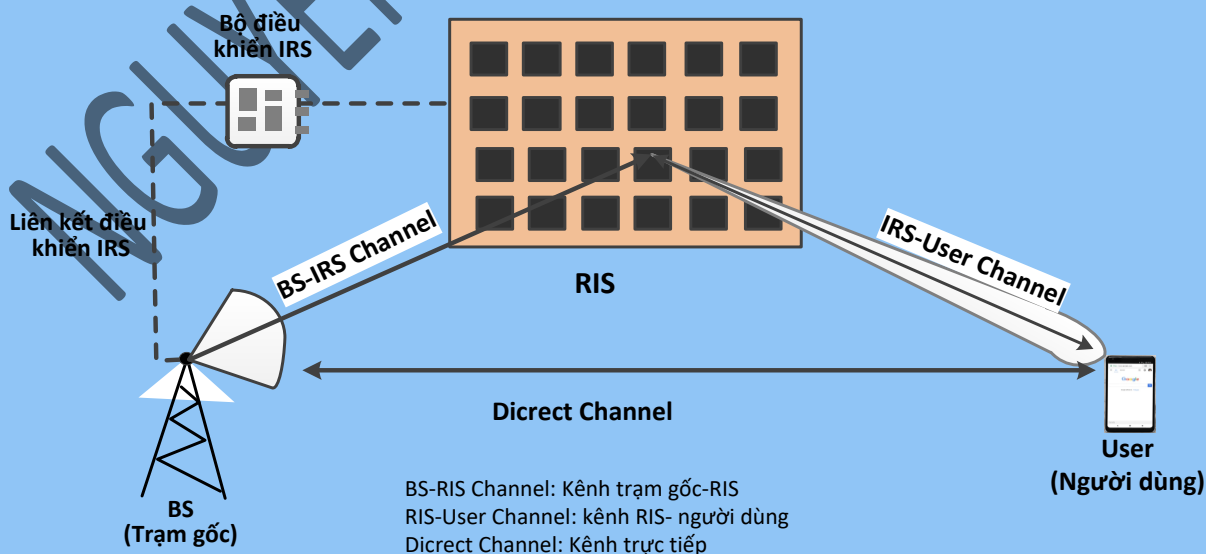
Hoạt động của bộ điều khiển và các phần tử phản xạ RIS tiêu thụ công suất trong các kịch bản thực tế. Ví dụ thậm chí mặc dù các mô hình lý thuyết của RIS dường như thụ động, RIS thực tế tiêu thụ năng lượng. Các điốt PIN liên kết với các phần tử phản xạ cũng tiêu thụ công suất khi được chuyển mạch vào On. Nhưng so với các hệ thống mMIMO sóng milimet, RIS tiêu thụ công suất rất ít.

Trong một số trường hợp, điều khiển biên hoặc điều khiển dịch pha có thể được thực hiện riêng để giảm mức độ phức tạp và giá thành. Nhìn chung, tạo búp theo pha tốn kém hơn điều khiển biên độ. Nếu dịch pha là zero, thì biên độ đạt đến giá trị cực tiểu.

4. MÔ HÌNH KÊNH THAM CHUẨN VÀ CÁC THÔNG SỐ CỦA NÓ

4.1. Tổng quan

Mô hình kênh có thể bao gồm cả đường truyền trực tiếp từ máy phát Tx đến máy thu Rx nếu nó không bị che chắn được minh họa trên hình 4.1.



Hình 4.1. Sơ đồ truyền thông không dây được RIS hỗ trợ

Ta sẽ xét mô hình kênh truyền thông được RIS hỗ trợ bằng hợp lợi dụng các đặc tính không gian của môi trường không dây để tạo nên các điều kiện kênh truyền sóng thuận lợi. Mô hình truyền thông này phù hợp cho truyền thông dựa trên OFDM và áp dụng chu từng sóng mang con OFDM.

Ta sẽ bắt đầu với mô hình tham chuẩn cho kênh Tx-RIS trong đó BS phát đến RIS (kênh BS-RIS), vì nó có thể dễ dàng thích ứng với kênh RIS-Rx trong đó RIS phản xạ đến người dùng (RS-User) và với kênh RIS-RIS trong trường hợp đa chặng. Ta sẽ xét lập mô hình kênh bằng hợp vì truyền thông không dây được RIS hỗ trợ phần lớn dựa trên OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple Multiplexing: ghép kênh phân chia theo tần số trực giao) và lợi dụng các đặc tính không gian của môi trường không dây để tạo lập các điều kiện truyền sóng thuận lợi. Mô hình kênh này có thể áp dụng cho từng sóng mang OFDM. Ta ký hiệu tần số sóng mang hệ thống f_c và băng thông B (Hz) với $B \ll f_c$.

Ta xét mô hình kênh truyền thông di động có sự hỗ trợ của RIS trong đó có L thành phần đa đường khởi hành từ anten phát qua phần tử phản xạ ℓ của RIS tới máy thu thông qua cơ chế vật lý của kênh truyền sóng không dây: phản xạ, tán xạ, nhiễu xạ, ... RIS bao gồm N phần tử phản xạ $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ và người dùng di động với tốc độ v dẫn đến dịch Doppler như trên hình 10.

nếu $x_b(t)$ là băng gốc phức của tín hiệu phát (Complex Baseband of Transmitted Signal), thì băng thông của tín hiệu thu (Complex passband of Recieved Signal) tại phần tử phản xạ n của RIS sẽ là:

$$y_n(t) = \sum_{\ell=1}^L h_{n,\ell} e^{j2\pi f_{d,\ell} t} x_b(t - \tau_{n,\ell}) e^{j2\pi f_c t} \quad (4.1)$$

Trong đó $h_{n,\ell}$ và $\tau_{n,\ell}$ là hệ số kênh của và thời gian trễ của đường truyền ℓ từ máy phát BS đến qua phần tử phản xạ n của RIS đến máy thu MS, $f_{d,n,\ell}$ là tần số Doppler gây ra bởi tương tác của thành phần đa đường ℓ với các đối tượng di động hiện có trong môi trường không dây như xe cộ, cây cối bị gió thổi và các người đi bộ.

Từ phương trình (5) ta có thể viết băng gốc của tín hiệu thu (Complex Baseband of Recieved Signal) tại phần tử phản xạ n của RIS như sau:

$$x_{b,n}(t) = \sum_{\ell=1}^L h_{n,\ell} x_b(t - \tau_{n,\ell}) e^{j2\pi f_{d,\ell} t} \quad (4.2)$$

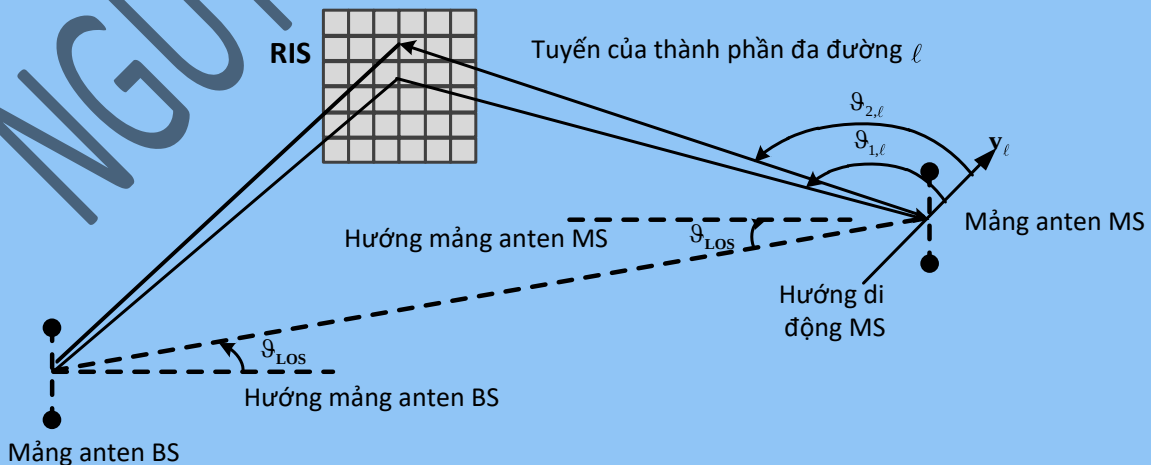
Trong mô hình băng hẹp, các bản sao của tín hiệu phát độc lập với thời gian trễ, nghĩa là $x_b(t - \tau_{n,\ell}) \approx x_b(t)$. Khi này có thể viết lại phương trình (4.2) như sau:

$$x_{b,n}(t) = x_b(t) \sum_{\ell=1}^L h_{n,\ell} e^{j2\pi f_{d,\ell} t} \quad (4.3)$$

$f_{d,\ell}$ sẽ được rút ra bằng cách cộng hai thành phần tần số Doppler, một tần số do đóng góp của đường tới đối tượng di động $v_\ell / \lambda_0 \cos \vartheta_{1,\ell}$ và tần số kia do đóng góp của đường khởi hành từ phần tử $v_\ell / \lambda_0 \cos \vartheta_{2,\ell}$ di động (hình 11). Vì thế:

$$f_{d,\ell,\text{mob}} = v_\ell / \lambda_0 (\cos \vartheta_{1,\ell} + \cos \vartheta_{2,\ell}) \quad (4.4)$$

Trong đó λ_c là bước sóng mang, v_ℓ là tốc độ của đối tượng di động, $\vartheta_{1,\ell}$ là góc tới (AOA: Angle of Arrival) và $\vartheta_{2,\ell}$ là góc khởi phát (AOD: Angle of Departure) tương ứng với phương chuyển động của đối tượng di động. $f_{d,\ell,\text{mob}}$ ký hiệu cho các tần số Doppler gây ra bởi các đối tượng di động như xe cộ, các cây cỏ bị gió lay động và các người bộ hành. Tương tự ta có thể bổ sung các đóng góp khác vào tần số Doppler trong phương trình (4.2), khi cùng một thành phần đa đường tương tác với nhiều đối tượng hơn một đối tượng.



ϑ_{Los} là góc nâng cao so với đường truyền trực xạ.

Hình 4.2. Tần số Doppler gây ra bởi thành phần đa đường ℓ tương tác với một đối tượng di động

Nếu Tx và (hoặc) RIS cũng di động, các thành phần Doppler khác sẽ được bổ sung vào kịch bản kênh không dây di động-di động:

$$f_{d,\ell} = f_{d,\ell,\text{Tx}} + f_{d,\ell,\text{mob}} + f_{d,\ell,\text{IRS}} \quad (4.5)$$

Trong đó $f_{d,\ell,\text{Tx}}$ và $f_{d,\ell,\text{IRS}}$ là các thành phần gây ra bởi chuyển động của Tx và RIS. Trường hợp RIS chuyển động có thể xảy ra, chẳng hạn khi nó được đặt trên UAV để cung cấp phủ sóng trên không trung. Tần số Doppler $f_{d,\ell,\text{Tx(IRS)}}$ nhận được từ góc khởi đầu (AOD) hoặc góc tới (AOA) của thành phần đa đường ℓ xuất phát từ Tx di động (đến RIS di động) như trên hình 4.2. Tần số này được xác định như sau:

$$f_{d,\ell,\text{Tx(IRS)}} = v_{\ell,\text{Tx(IRS)}} / \lambda_c \cos \alpha_{\ell,\text{Tx(IRS)}} \quad (4.6)$$

Trong đó $v_{\text{Tx(IRS)}}$ là tốc độ của Tx (hoặc RIS) và $\alpha_{\ell,\text{Tx(IRS)}}$ là AOD (hoặc AOA) tương ứng với phương chuyển động Tx (hoặc RIS) của đường truyền ℓ . Từ phương trình (6) ta thấy trong mô hình băng hẹp, tín hiệu thu và một phiên bản được đánh trọng số của tín hiệu phát. Biên độ phức h_ℓ xét đến các thuộc tính của trường điện từ (sóng phẳng) của thành phần đa đường ℓ . Thành phần $e^{j2\pi f_d t}$ đặc trưng cho sự thay đổi pha do sự di động của Tx và (hoặc) sự di động của RIS và (hoặc) di động trong môi trường truyền sóng không dây, nghĩa là xe cộ, cây cối bị gió đung đưa và các người đi bộ.

Quan hệ vào-ra trong phương trình (4.3) có thể được viết vào dạng tương đương như sau:

$$x_{b,n} = x_b(t) \int e^{j2\pi f} H_n(f) df \quad (4.7)$$

Trong đó $H(f)$ là đáp ứng kênh thay đổi theo Doppler được xác định như sau:

$$H_n(f) = \sum_{\ell=1}^L h_{n,\ell} \delta(f - f_{d,n,\ell}) \quad (4.8)$$

Trong đó $\delta(\cdot)$ là hàm delta (Dirac). Ta có thể viết lại phương trình (4.7) như sau:

$$x_{b,n}(t) = x_b(t)h_n(t) \quad (4.9)$$

Trong đó $h_n(t)$ là đáp ứng kênh thay đổi theo thời gian nhận được từ biến đổi Fourier ngược của $H_n(f)$ như sau:

$$h_n(t) = \int H_n(f) e^{j2\pi ft} df \quad (4.10)$$

Thay phương trình (4.9) vào phương trình (4.10) ta được:

$$\begin{aligned} h_n(t) &= \int \sum_{\ell=1}^L h_{n,\ell} \delta(f - f_{d,n,\ell}) e^{j2\pi ft} df \\ &= \sum_{\ell=1}^L h_{n,\ell} e^{j2\pi f_{d,n,\ell} t} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Các đáp ứng kênh không dây trong phương trình (4.8) và (4.11), $H(f)$ và $h(t)$ liên kết các sự phụ thuộc thời gian và Doppler là cặp biến đổi Fourier trong phương trình (4.10), nghĩa là $h(t) \xleftrightarrow{F} H(f)$. Tương tự, dưới đây ta sẽ rút ra các công thức tương tự cho đáp ứng kênh RIS-Rx và kênh trực tiếp Tx-Rx. Các biến thiên tín hiệu thu được trình bày bởi phương trình (4.7) hay phương trình (4.9) xảy ra trong một vùng hẹp, nghĩa là trong một không gian có kích thước vài bước sóng mang. Các thay đổi này đặc trưng cho thay đổi phạm vi hẹp hay pha đỉnh phạm vi hẹp. Điều này có nghĩa là một RIS sẽ bao gồm nhiều vùng hẹp cạnh nhau tùy thuộc vào kích thước và bước sóng mang của nó, trong đó mỗi vùng hẹp sẽ bị các đặc tính pha đỉnh phạm vi hẹp riêng. Nếu tín hiệu phát chỉ là một hàm sin như thường được giả thiết khi lập mô hình kênh băng hẹp, dạng băng thông phức của tín hiệu thu sẽ tương xứng với đáp ứng kênh $h(t)$ như được biểu diễn trong phương trình (2.8). Như vậy khi lập mô hình kênh băng hẹp, lập mô hình kênh được tập trung lên lập mô hình và mô tả đặc tính của $h(t)$.

4.2. Các thay đổi phạm vi hẹp (Small Scale)

Đáp ứng kênh được trình bày trong phương trình (4.11) là một quá trình ngẫu nhiên thay đổi theo thời gian, nghĩa là một quá trình ngẫu nhiên xảy ra do các thay đổi pha trong một vùng hẹp. Vì thế cần áp dụng các công cụ thống kê để mô tả đặc tính ngẫu nhiên của $h(t)$. Hai kiểu mô tả đặc tính thường được áp dụng: mô tả đặc tính thống kê bậc một (First Order) và bậc hai (Second Order). Mô tả đặc tính bậc một được áp dụng khi chỉ một mẫu phụ thuộc thời gian trong phương trình (4.11) được sử dụng để mô tả đặc tính của hành vi

kênh. Mô tả đặc tính bậc hai được sử dụng cho hai mẫu theo thời gian trong phương trình (4.11).

4.2.1. Mô tả đặc trưng thống kê bậc một

Sử dụng phương trình (4.11) ta có thể viết đáp ứng kênh giữa Tx và phần tử phản xạ n của RIS như là một biến ngẫu nhiên phức ở dạng sau:

$$h_n = \sum_{\ell=1}^L h_{n,\ell} e^{j2\pi f_{d,n,\ell} t} = \alpha_{n,1} e^{j\phi_{n,1}} \quad (4.12)$$

Trong đó α_n là biên độ và ϕ_n là tổng của tất cả các thành phần pha trong phương trình (4.11). Tiếp theo giống như các bước rút ra phương trình (4.12), ta có thể viết đáp ứng kênh giữa phần tử phản xạ n của RIS và Rx (RIS-Rx) và đáp ứng kênh trực tiếp Tx-Rx như sau:

$$g_n = \alpha_{n,2} e^{j\phi_{n,2}} \quad (4.13)$$

$$h_d = \alpha_d e^{j\phi_d} \quad (4.14)$$

Vai trò của RIS là tạo ra các dịch pha sao cho các thành phần tín hiệu thu được cộng kết hợp với nhau tại máy thu, nghĩa là được đồng bộ pha. Dịch pha do RIS đưa vào sẽ là:

$$q_n = \alpha_n e^{j\beta_n} \quad (4.15)$$

Khi có kênh Tx-Rx trực tiếp, RIS sẽ đồng bộ pha các kênh được kết hợp Tx-RIS-Rx và Tx-Rx. Thao tác này sẽ cho phép đạt được SNR (Signal to Noise Ratio: tỷ số tín hiệu trên tạp âm) thu cực đại và đáp ứng tổng sẽ là:

$$h_{\text{total}} = \alpha_d e^{j\phi_d} + \sum_{n=1}^N \alpha_{n,1} e^{j\phi_{n,1}} \alpha_n e^{j\beta_n} \alpha_{n,2} e^{j\phi_{n,2}} \quad (4.16)$$

Trong đó $\beta_n \in [0, 2\pi]$ và $\theta_n \in [0, 2\pi]$ là suy giảm biên độ và pha điều chỉnh được tạo ra bởi phần tử phản xạ n của RIS.

Trong trường hợp Tx và Rx có anten đơn, để đạt được hiệu năng tối ưu (SNR thu cực đại) ta có $\alpha_n = 1$ và $\beta_n = [\phi_d - \phi_{n,1} + \phi_{n,2}, 2\pi]$. Trong trường hợp không có kênh Tx-Rx trực tiếp (hay trực xạ), nghĩa là bị che chắn nghiêm trọng, truyền thông chỉ có thể xảy ra

qua RIS, β_n đơn giản chỉ là $\beta_n = [-\varphi_{n,1} + \varphi_{n,2}, 2\pi]$, Với định nghĩa nói trên, công thức SNR cực đại như:

$$\text{SNR} = \left[\alpha_d + \sum_{n=1}^N \alpha_{n,1} \alpha_{n,2} \right]^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (4.17)$$

Trong đó E_s là năng lượng ký hiệu phát và N_0 là mật độ phổ công suất tạp âm. Khi xét một số lượng lớn các phần tử RIS, nghĩa là $N \gg 1$, $\left[\alpha_d + \sum_{n=1}^N \alpha_{n,1} \alpha_{n,2} \right]$ sẽ hội tụ vào một biến ngẫu nhiên có phân bố Gauss theo lý thuyết giới hạn trung tâm, nghĩa là $\left[\alpha_d + \sum_{n=1}^N \alpha_{n,1} \alpha_{n,2} \right] \simeq \mathcal{N}(\mu, \sigma)$. Như vậy cường độ tín hiệu thu và tổng biên độ của đáp ứng kênh sẽ là một biến ngẫu nhiên có phân bố Gauss, trong khi đó SNR của tính hiệu thu và công suất tín hiệu thu sẽ là một biến ngẫu nhiên bình phương Chi không trung tâm (Non Central Chi Square Random Variable). Trong kịch bản Tx/Rx nhiều anten, không thể trực tiếp tìm được α_n và β_n cho hiệu năng tối ưu như trong trường hợp anten đơn.

2.2.2. Mô tả đặc trưng thống kê bậc hai

Mô tả đặc trưng thống kê bậc hai xét hai mẫu của đáp ứng kênh theo thời gian. Giống như đã đề cập trước đây, ta có thể trình bày mọi kênh Tx-RIS, RIS-Rx và Tx-Rx trực tiếp bằng cách điều chỉnh các thông số kênh phù hợp. Hàm tương quan thời gian được định nghĩa bằng cách lấy kỳ vọng của đáp ứng kênh trong phương trình (14):

$$R_{t_1, t_2} = E[h^*(t_1) h(t_2)] \quad (4.18)$$

Đáp ứng kênh thường được giả thiết là dừng nghĩa rộng (WSS: Wide Sense Stationary) theo thời gian. Giả thiết này dẫn đến ACF (Autocorrelation Function: hàm tự tương quan) trong phương trình (4.18) chỉ phụ thuộc và hiệu số các mẫu: $R(t_1; t_2) = R(\Delta t)$, trong đó $\Delta t = t_1 - t_2$. Sử dụng phương trình (4.11) cho phương trình (4.18), ta được:

$$R(\Delta t) = \sum_{n, \ell} |h_{n, \ell}|^2 e^{j2\pi f_{d\ell} \Delta t} \quad (4.19)$$

AFC trong phương trình (21) đặc trưng cho độ nhạy kênh theo thời gian (Temporal Selectivity).

WSS bao hàm cả công thức kỳ vọng dưới đây khi xét hai mẫu của đáp ứng kênh trong phương trình (4.19):

$$E[H^*(f_1) H(f_2)] = P(f_2) \delta(f_2 - f_1) \quad (4.20)$$

Trong đó $P(f)$ là mật độ phổ công suất (PSD: Power Spectral Density) hay phổ Doppler mô tả cách thức phân bố công suất trong miền Doppler. Công thức PSD được biểu diễn như sau:

$$P(f) = \sum_{\ell=1}^L |h_{n,\ell}|^2 \delta(f - f_{d\ell}) \quad (4.21)$$

PSD trong phương trình (4.21) đặc trưng cho phân tán Doppler.

Công thức trong phương trình (4.20) đơn giản nói lên rằng các thành phần phổ $H(f_1)$ và $H(f_2)$ không tương quan với nhau. Vì thế đáp ứng kênh trong trường hợp này còn được gọi là WSSUS (Wide Sense Stationnary Uncorrelated Scatering: tán xạ không tương quan dừng nghĩa rộng). Vì ta chọn mô hình kênh truyền thông băng hẹp được hỗ trợ bởi RIS, nên ở đây ta chỉ tập trung lên tính chất thay đổi theo thời gian. Cuối cùng nghiên cứu các phương trình (4.19) và (4.21) ta có thể rút ra một thuộc tính quan trọng là ACF và PSD là các cặp biến đổi Fourier $R(\Delta t) \xleftrightarrow{F} P(f)$. Thuộc tính này được biết đến rộng rãi là định lý Wiener-Chintchine:

$$P(f) = \int R(\Delta t) e^{-2\pi f \Delta t} d\Delta t \quad (4.22)$$

Các phương trình (4.19), (4.21) và (4.22) cung cấp cho ta đặc trưng thống kê bậc hai đầy đủ cho các kênh Tx-RIS, RIS-RX và Tx-RX.

5. MÔ HÌNH KÊNH VÀ TÍN HIỆU ĐƯỢC TĂNG CƯỜNG BỞI RIS

Trong phần này ta xét mô hình kênh trong các hệ thống truyền thông sóng milimet. Phương pháp thực hiện (mảng phản xạ hay các siêu bề mặt) quyết định kỹ thuật lập mô

hình. Ta xét một RIS bao gồm các phần tử phản xạ thụ động trên một mặt phẳng hai chiều. Để đơn giản, lúc đầu ta giả thiết một hệ thống băng hẹp với anten đơn cả ở máy phát và máy thu. Hệ thống đa anten băng rộng ta sẽ xét trong phần sau.

Giả sử $x_b(t)$ ký hiệu cho băng gốc phức của tín hiệu phát. Từ phương trình (4,16) ta có thể viết tín hiệu băng gốc thu từ n phần tử phản xạ RIS như sau:

$$\begin{aligned} x_{b,rx}(t) &= \left(\sum_{n=1}^N \alpha_{n,1} e^{j\varphi_{1,n}} \alpha_n e^{j\beta_n} \alpha_{n,2} e^{j\varphi_{2,n}} \right) x_b(t) \\ &= \left(\sum_{n=1}^N \alpha_{2,n} e^{-j\varphi_{2,n}} \beta_n e^{j\theta_n} \alpha_{1,n} e^{-j\varphi_{1,n}} \right) x_b(t) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Ta ký hiệu $h_n = \alpha_{n,2} e^{j\varphi_{n,1}}$ là hệ số kênh băng gốc của Tx đến phần tử phản xạ n RIS (Tx-RIS), $q_n = \alpha_n e^{j\beta_n}$ là hệ số phản xạ hay dịch pha của phần tử n của RIS, $g_n = \alpha_{n,2} e^{j\varphi_{n,2}}$ là hệ số kênh băng gốc kênh từ phần tử phản xạ n đến máy thu (RIS-Rx) trong đó $n \in 1, 2, \dots, N$.

Từ phương trình (5.1) ta có thể viết:

$$x_{b,rx}(t) = \left(\sum_{n=1}^N g_n q_n h_n \right) x_b(t) \quad (5.2)$$

Từ phương trình (5.2) ta có thể lập mô hình kênh như sau:

$$x_{b,rx} = \mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{h} x_b \quad (5.3)$$

Trong đó $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{g}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ với

$g_n = \alpha_{n,2} e^{-j\varphi_{n,2}}$, $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ với $h_n = \alpha_{n,1} e^{-j\varphi_{n,1}}$ là các vector của các kênh liên kết Tx với RIS và RIS với Rx và $\mathbf{Q} = \text{diag } q_1, q_2, \dots, q_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$ với $q_n = \alpha_n e^{j\beta_n}$ được gọi là ma trận phản xạ và là một ma trận đường chéo phức kích thước $N \times N$. Ma trận phản xạ là đường chéo vì các phản xạ phần tử độc lập không có kết hợp giữa giữa các phần tử của RIS, x_b là tín hiệu băng gốc phát và $x_{b,rx}$ là tín hiệu băng gốc thu.

Lưu ý rằng các hệ số kênh trong $\mathbf{h}$ và $\mathbf{g}$ phụ thuộc vào tổn hao liên quan đến khoảng cách, che tối phạm vi rộng và pha đỉnh đa đường phạm vi hẹp. Giả sử RIS được đặt khá xa so với máy phát và máy thu, khoảng cách từ máy phát đến phần tử n và từ phần tử n đến máy thu từ n và $d_{n,1}$ và $d_{n,2}$ như trên hình 3.2.

Đối với RIS dựa trên siêu bề mặt, tổn hao đường truyền đi qua một phần tử phản xạ tỷ lệ nghịch với khoảng cách giữa khoảng cách máy phát và phần tử n của RIS ($d_{1n,1}$) và khoảng cách giữa phần tử n của RIS và máy thu ($d_{n,2}$).

Mô hình kênh tổn hao thường được tham chuẩn cho RIS là mô hình tổn hao tổng khoảng cách (Sum-Distance pathloss Model):

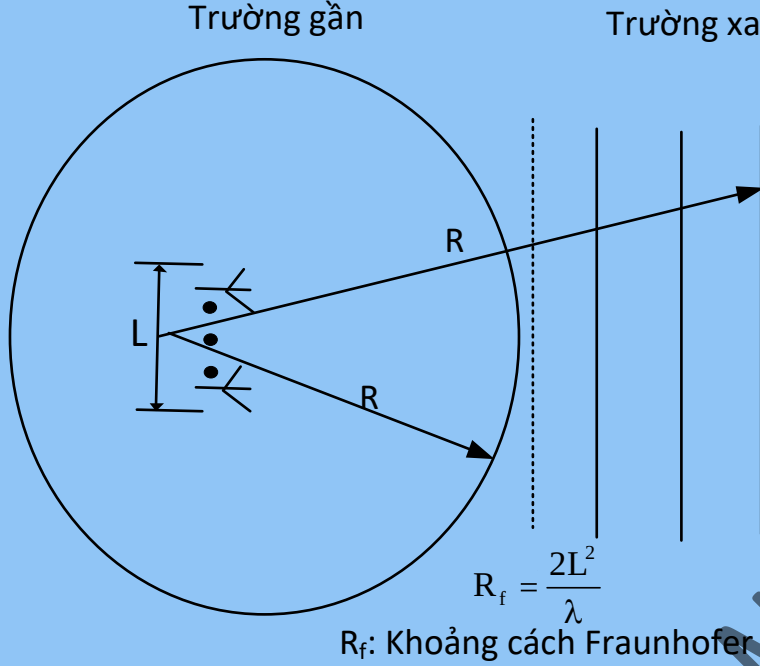
$$\text{Pathloss}_{\text{reflected}} = d_{n,1} + d_{n,2}^{-\alpha} \quad (5.4)$$

Đối với không gian tự do α thường được chọn bằng 2.

Đối với RIS dựa trên mảng phản xạ, tổn hao đường truyền tỷ lệ với tích của các khoảng cách của $d_{1,n}$ và $d_{2,n}$. Mô hình này được gọi là mô hình tổn hao đường truyền tích (Product-Distance Pathloss Model), tổn hao đường truyền tỷ lệ với tích của d_{tn} và d_{rn} :

$$\text{Pathloss}_{\text{scattered}} \propto d_{n,1} \times d_{n,2}^{-\alpha} \quad (5.5)$$

Cần lưu ý rằng phương trình (23) chỉ đúng khi kích thước vật lý của RIS lớn so với d_{tn} và d_{rn} . Nghĩa là máy phát và máy thu nằm trong trường gần của RIS (hình 5.1). Trường gần của RIS có cự ly đến RIS nhỏ hơn hai lần khoảng cách Fraunhofer $R_{\text{fraunhofer}} = \frac{2L^2}{\lambda}(\text{m})$, trong đó L là kích thước vật lý của RIS và λ là bước sóng. Chẳng hạn nếu kích thước vật lý của RIS là $2\text{m} \times 2\text{m}$ và tần số vô tuyến là 30 GHz ($\lambda=0,01 \text{ m}$), thì trường gần nằm trong khoảng cách nhỏ hơn 800 m.



Hình 5.1. Minh họa vùng trường gần và trường xa. Sóng điện từ trong vùng trường gần có dạng cầu và còn sóng điện từ trong vùng trường xa có dạng mặt phẳng.

Nếu tồn tại kênh trực tiếp giữa máy phát và máy thu, tín hiệu băng gốc thu trong phương trình (5.3) có thể được viết như sau:

$$x_{b,rx}(t) = \mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{h} + h_d x_b(t) + v(t) \quad (5.6)$$

Trong đó $h_d = \alpha_d e^{j\phi_d}$ là hệ số kênh trực tiếp giữa máy Tx và RX, $v(t)$ ký hiệu cho tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN).

Trong một số tài liệu mô hình kênh trong phương trình (5.6) được biểu diễn theo một cách khác như sau:

$$x_{b,rx} = \left[\mathbf{g} \odot \mathbf{h} \mathbf{q} + h_d \right] x_b \quad (5.7)$$

trong đó $\mathbf{g} = g_1, g_2, \dots, g_N \in \mathbb{C}^{1 \times N}$, $\mathbf{h} = h_1, h_2, \dots, h_N \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ là các vector của các kênh liên kết Tx với RIS và RIS với Rx, $\odot$ là tích tích phần tử hay tích Hadamard và $\mathbf{q} = q_1, q_2, \dots, q_N^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là vector phản xạ kích thước $N \times 1$.

Mở rộng mô hình trên cho trường hợp MIMO với N_t anten Tx và N_r anten Rx với giả thiết là môi trường pha đỉnh bằng hợp, ta có thể biểu diễn bằng gốc tín hiệu thu tại Rx như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = [\mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{H}_d] \mathbf{x}_b + \mathbf{v}(t) \quad (5.8)$$

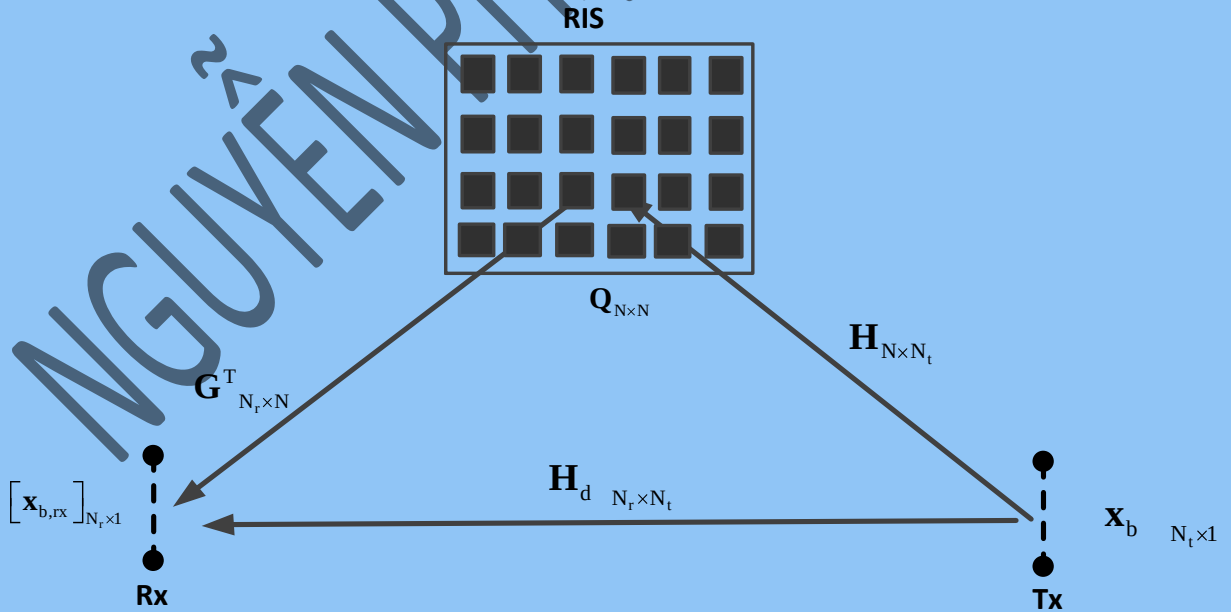
Trong đó $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times N_t}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times N_r}$, $\mathbf{G}^T \in \mathbb{C}^{N_r \times N}$ và $\mathbf{H}_d \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ là mô hình kênh trực tiếp, $\mathbf{Q} = \text{diag } q_1, q_2, \dots, q_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$, $\mathbf{x}_b \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc Tx, $\mathbf{x}_{b,rx} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc tại Rx và $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ là vector tạp âm AWGN tại Rx.

Mô hình trên cũng có thể biểu diễn theo một cách khác như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = \mathbf{G}^T [\mathbf{q} \odot \mathbf{H} \mathbf{x}_b] + \mathbf{H}_d \mathbf{x}_b + \mathbf{v} \quad (5.9)$$

Trong đó $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times N_t}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times N_r}$, $\mathbf{G}^T \in \mathbb{C}^{N_r \times N}$ và $\mathbf{H}_d \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ là mô hình kênh trực tiếp, $\mathbf{q} = q_1, q_2, \dots, q_N^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{x}_b \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc Tx, $\mathbf{x}_{b,rx} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc tại Rx và $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ là vector tạp âm AWGN tại Rx, $\odot$ thể hiện tích Hadamard.

Mô hình kênh theo phương trình (5.8) được thể hiện trên hình 5.2.



Hình 5.2. Mô hình kênh MIMO N_t anten phát, N_r anten thu pha đỉnh phẳng với sự hỗ trợ của RIS theo phương trình (5.8)

Ta viết lại phương trình (5.8) như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = \mathbf{H}_d + \mathbf{H}_{IRS} \mathbf{x}_b + \mathbf{v} \quad (5.10)$$

Trong đó $\mathbf{H}_{IRS} = \mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{H}$ là mô hình kênh đi qua RIS.

Nếu coi độ lợi truyền sóng phạm vi rộng $\sqrt{PG_d}$ và $\sqrt{PG_{IRS}}$ tương ứng với $\mathbf{H}_d$ và $\mathbf{H}_{IRS}$, bằng góc tín hiệu thu có thể được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = \sqrt{PG_d} \mathbf{H}_d + \sqrt{PG_{IRS}} \mathbf{H}_{IRS} \mathbf{x}_b + \mathbf{v} \quad (5.11)$$

Như vậy mô hình kênh hiệu dụng $\mathbf{H}$ bao gồm cả suy hao truyền sóng phạm vi rộng và pha đỉnh phạm vi hẹp có thể được viết như sau:

$$\mathbf{H} = \sqrt{PG_d} \mathbf{H}_d + \sqrt{PG_{IRS}} \mathbf{H}_{IRS} \quad (5.12)$$

Thách thức chính trong việc lập mô hình kênh RIS là bao hàm được ảnh hưởng của tổn hao truyền sóng phạm vi lớn. Lập mô hình kênh cho các mảng phản xạ (Reflect array) khác với mô hình kênh RIS dựa trên siêu bề mặt. Đối với các mảng phản xạ, các phần tử là các anten 1/2 bước sóng, trong khi đối với siêu bề mặt kích thước phần tử lớn hơn nhiều so với bước sóng. Nếu kích thước vật lý của đối tượng lớn hơn bước sóng nhiều, thì chúng có khuynh hướng phản xạ sóng đến. Tán xạ sẽ xảy ra nếu kích thước đối tượng ngang bằng bước sóng.

Giả thiết phần tử của RIS có kích thước lớn hơn bước sóng nhiều. Sử dụng mô hình kênh không gian thông số, ta có thể biểu diễn mô hình kênh RIS như sau:

$$\mathbf{H}_{IRS} = \sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell}^d \alpha_{\ell}^{IRS} \mathbf{a}_R(\theta_{\ell}^r, \varphi_{\ell}^r) \mathbf{a}_T^*(\theta_{\ell}^t, \varphi_{\ell}^t) \quad (5.13)$$

Trong đó α_{ℓ}^d và α_{ℓ}^{IRS} thể hiện độ lợi truyền sóng tương ứng với đường truyền trực tiếp ℓ và đường truyền được RIS hỗ trợ ℓ , $\mathbf{a}_r$ và $\mathbf{a}_T$ ký hiệu cho với vector đáp ứng mảng tại máy thu và máy phát với θ_{ℓ}^r và φ_{ℓ}^r là góc nâng cao và góc phương vị của góc tới máy thu, θ_{ℓ}^t và φ_{ℓ}^t là góc nâng cao và góc phương vị của góc xuất phát từ máy phát. Thông số biên độ/pha α_{ℓ}^{IRS} có thể điều chỉnh được bởi RIS. Ngoài ra RIS dựa trên siêu bề mặt có thể điều chỉnh các góc tới máy thu θ_{ℓ}^r và φ_{ℓ}^r .

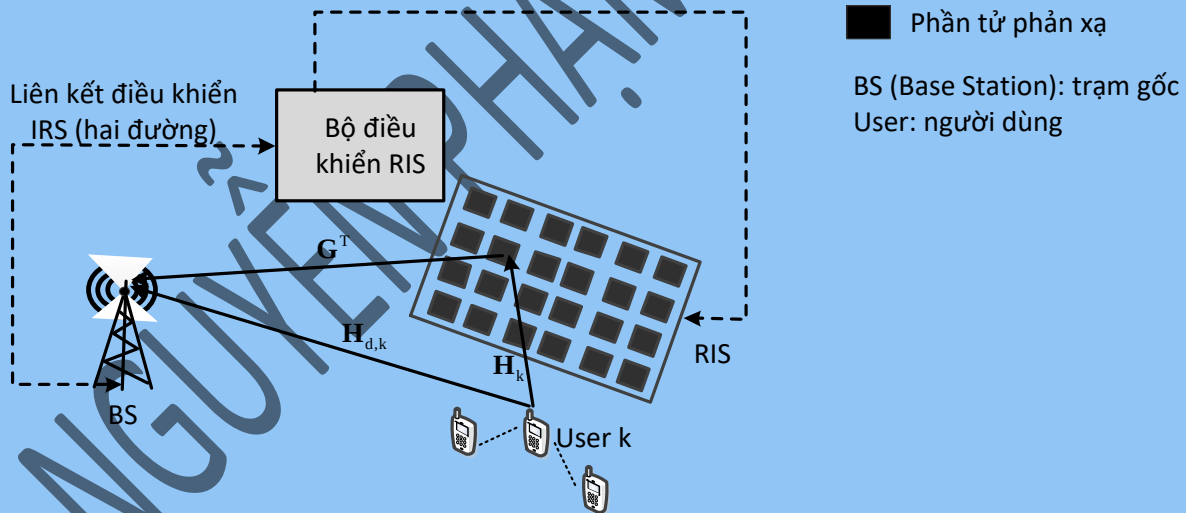
6. MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN THÔNG MIMO ĐƯỜNG LÊN/ĐƯỜNG XUỐNG ĐƯỢC RIS HỖ TRỢ CHO K NGƯỜI DÙNG

6.1. Mô hình kênh MIMO đường lên được RIS hỗ trợ cho K người dùng

Hình 6.1 cho thấy mô hình kênh truyền thông mô hình MIMO đường lên được RIS hỗ trợ trong đó RIS phục vụ K người dùng, trong đó N_u anten phát từ người dùng k (User k), N_b anten thu tại BS và RIS có N phần tử với giả thiết là môi trường pha định bằng hợp. Trong trường hợp này ta, ta có thể biểu diễn bằng góc tín hiệu thu tại BS như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = \sum_{k=1}^K \left[\mathbf{G}^T \Phi \mathbf{H}_k + \mathbf{H}_{d,k} \right] \mathbf{x}_{b,k} + \mathbf{v} \quad (6.1)$$

Trong đó $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N \times N_u}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times N_b}$, $\mathbf{G}^T \in \mathbb{C}^{N_b \times N}$, $\mathbf{Q} = \text{diag} \{q_1, q_2, \dots, q_N\} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ và $\mathbf{H}_{d,k} \in \mathbb{C}^{N_b \times N_u}$ là mô hình kênh trực tiếp, $\mathbf{x}_{b,k} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ là vector tín hiệu phát đi từ N_u anten người dùng k (User k), $\mathbf{x}_{b,rx} \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$ là vector tín hiệu thu trên N_b anten tại trạm gốc (BS) và $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$ là vector tạp âm AWGN tại BS.



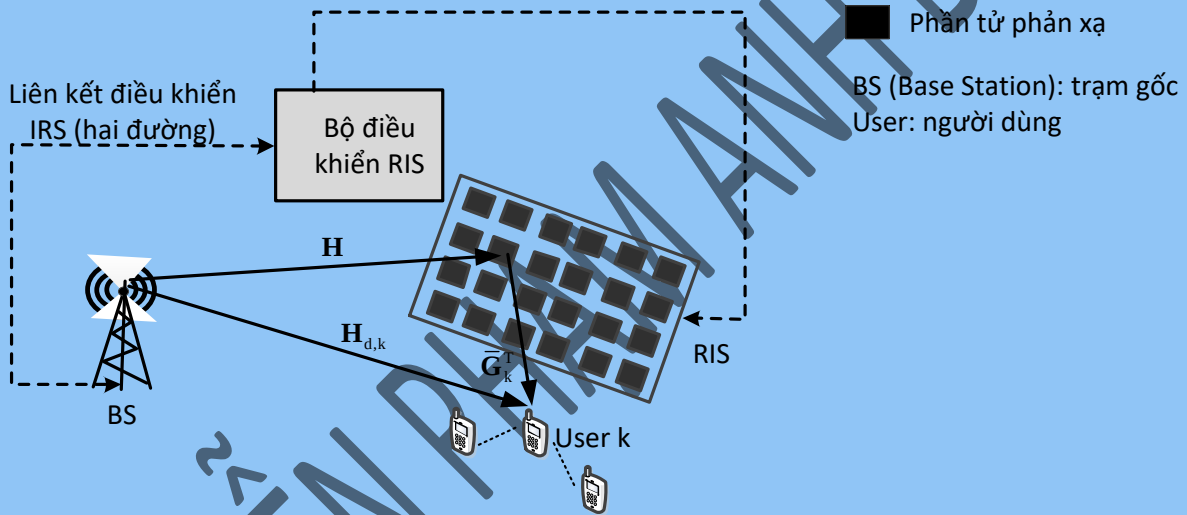
Hình 6.1. Mô hình kênh truyền thông MIMO đường lên được RIS hỗ trợ cho K người dùng

6.2. Mô hình kênh truyền thông MIMO đường xuống được RIS hỗ trợ cho K người dùng

Hình 6.2 cho thấy mô hình kênh truyền thông mô hình MIMO đường xuống được RIS hỗ trợ cho K người dùng, trong đó N_u anten thu tại người dùng k (User k), N_b anten phát từ BS và RIS có N phần tử với giả thiết là môi trường pha định bằng hẹp. Trong trường hợp này, ta có thể biểu diễn bằng gốc tín hiệu thu tại BS như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = \mathbf{G}_k^T \Phi \mathbf{H} + \mathbf{H}_{d,k} \mathbf{x}_b + \mathbf{v} \quad (6.2)$$

Trong đó $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times N_b}$, $\mathbf{G}_k \in \mathbb{C}^{N \times N_u}$, $\mathbf{G}_k^T \in \mathbb{C}^{N_u \times N}$, $\mathbf{Q} = \text{diag } q_1, q_2, \dots, q_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$ và $\mathbf{H}_{d,k} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_b}$ là mô hình kênh trực tiếp, $\mathbf{x}_b \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc phát đi từ N_b anten BS, $\mathbf{x}_{b,rx} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ là vector tín hiệu thu trên N_u anten người dùng k (User k) và $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ là vector tạp âm AWGN tại người dùng k .



Hình 6.2. Mô hình kênh truyền thông MIMO đường xuống được RIS hỗ trợ cho K người dùng.

7. TẠO BÚP TRUYỀN THÔNG ĐƯỢC HỖ TRỢ BỞI RIS

7.1. Các sơ đồ tạo búp lai ghép (Hybrid Beamforming)

Thực hiện phân cứng mMIMO lý tưởng tại sóng mm và THz đòi hỏi số lượng các chuỗi vô tuyến (RF chain: chuỗi RF) bằng số lượng anten. Chuỗi RF bao gồm các phần tử phân cứng như ADC/DAC, bộ trộn, ... Do số lượng anten trong các mảng thu phát cần thiết để đáp ứng truyền thông sóng mm và THz, việc trang bị cho từng anten một chuỗi thu phát vô tuyến riêng biệt cùng với một bộ chuyển đổi phân giải cao (ADC/DAC) như làm đối với các mảng nhỏ hơn tại các tần số thấp sẽ dẫn đến phần cứng vô tuyến phức tạp, giá

thành cao và tiêu thụ công suất lớn. Đặc biệt là thực hiện các phần tử vô tuyến (bộ khuếch đại công suất, bộ khuếch đại tạp âm nhỏ, các bộ lọc, chuyển mạch/circulator) tại sóng mm cũng như các băng thông rộng được kỳ vọng sẽ đòi hỏi các DAC tại máy phát và các ADC tại máy thu phải hoạt động tại tốc độ lấy mẫu cao. Vì thế trang bị một bộ chuyển đổi cho một anten trong một mảng anten sẽ không thể tránh khỏi tiêu thụ công suất và giá thành cao. Các mảng anten lớn sẽ được sử dụng nhiều trong các mạng tổ ong sóng mm 5G và THz 6G và sẽ cần các kiến trúc anten và các kỹ thuật MIMO khác nhau. Số lượng anten và các chuỗi vô tuyến lớn sẽ dẫn đến tăng tiêu thụ năng lượng.

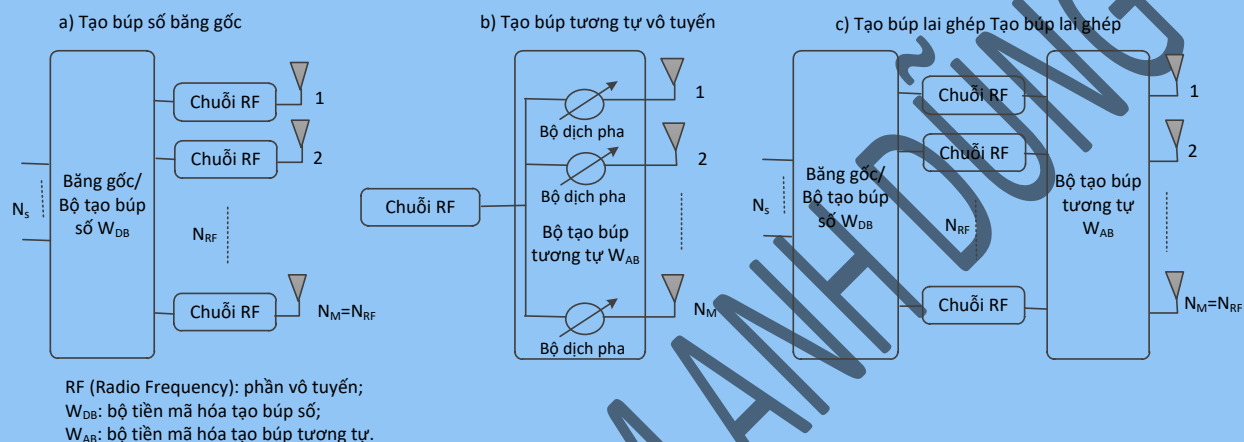
Để giảm độ phức tạp phần cứng vô tuyến và tiêu thụ công suất mà vẫn đảm bảo khả năng tạo búp nhiều phương, thay vì tạo búp hoàn toàn số đòi hỏi riêng một chuỗi RF cho từng anten, giải pháp sử dụng sơ đồ kết hợp và tiền mã hóa hai tầng lại ghép được đề xuất. Khác với các hệ thống truyền thông tại sóng centimeter (cm wave) sử dụng các mảng anten lớn tại máy phát hoặc máy thu hoặc cả hai để được đủ dự trữ đường truyền, các hệ thống truyền thông sóng mm và THz chặt trội (compact) hơn nhiều và đòi hỏi các mức độ tự do không gian ít hơn đối với truyền dẫn đa đường. Tạo búp lai ghép tương tự và số là một kỹ thuật mới nổi cho cả mMIMO quy mô lớn vì nó cho phép đạt được hiệu năng của các sơ đồ tạo búp số hoàn toàn thông thường nhưng với mức độ thực hiện phần cứng và tiêu thụ năng lượng thấp hơn.

Hình 7.1 cho thấy các kiến trúc tạo búp khác nhau: a) tạo búp số băng gốc; b) tạo búp tương tự vô tuyến; c) tạo búp lai ghép.

Tạo búp tương tự (ABF: Analog Beamforming): phương pháp tạo búp truyền thông sử dụng các bộ suy hao và các bộ dịch pha trong mạch điện vô tuyến tương tự để tạo ra các búp sóng, trong đó một luồng số liệu được chia thành các tuyến khác nhau. Ưu điểm của phương pháp này là chỉ cần một chuỗi vô tuyến (bộ khuếch đại công suất, bộ khuếch đại tạp âm nhỏ, các bộ lọc, chuyển mạch/circulator). Nhược điểm của phương pháp này là tổn hao từ các bộ dịch pha nổi tăng tại công suất cao.

Tạo búp số (DBF: Digital Beamforming): DBF giả định rằng một chuỗi vô tuyến riêng biệt cho một phần tử anten. Búp sóng được tạo ra bởi các thao tác dựa trên ma trận trong băng gốc nơi mà biên độ và pha số được thực hiện. Đối với các tần số thấp hơn 6 GHz, phương pháp này phù hợp hơn vì các phần tử của chuỗi vô tuyến khá rẻ và có thể kết hợp MIMO và tạo búp vào một mảng duy nhất. Đối với các tần số 28 GHz và cao hơn, các bộ khuếch đại công suất và các bộ khuếch đại tạp âm nhỏ bị tổn hao lớn đối với các phần tử CMOS tiêu chuẩn. Nếu các công nghệ bán dẫn khác như GaAS hay gallium nitrate được sử dụng, tổn hao giảm nhưng giá thành cao.

Tạo búp lai ghép (HBF: Hybride Beamforming): HBF kết hợp với ABF để cho phép linh hoạt MIMO cộng với tạo búp trong khi vẫn giảm giá thành và các tổn hao của đơn vị tạo búp (BFU: Beamforming Unit). Mỗi luồng số liệu có riêng (tách riêng) BFU tương tự của mình với M anten. Nếu có N luồng số liệu thì sẽ có $N \times M$ anten. Tổn hao của BFU do các bộ dịch pha có thể được loại bỏ bằng cách thay thế bằng một bộ tạo búp chọn lọc như ma trận Butler chẳng hạn. Một kiến trúc HBF được đề xuất là sử dụng BFU số để lái phương búp chính trong khi BFU tương tự lái tia trong hình bao số.



Hình 7.1. Các kiến trúc tạo búp khác nhau: a) tạo búp số bằng gốc; b) tạo búp tương tự vô tuyến; c) tạo búp lai ghép.

Tồn tại ba sơ đồ tạo búp lai ghép chính sau:

1. Tạo búp lai ghép kết nối hoàn toàn (Fully Connected)
2. Tạo búp lai ghép kết nối từng phần (Sub Connected)
3. Tạo búp lai ghép kết nối hoàn toàn kết hợp phân đoạn ào (Virtual Sectorization) (hình 7.4 cho bộ tạo búp phát và hình 7.5 cho bộ tạo búp thu).

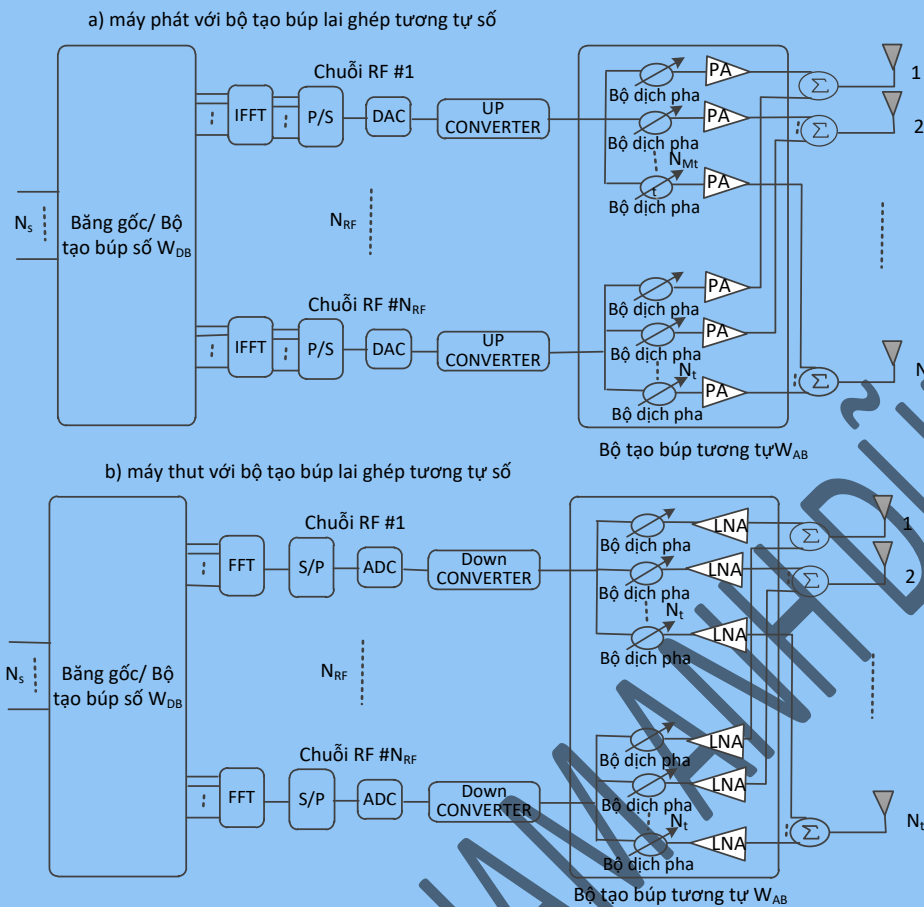
Hình 7.2 và 7.3 cho thấy các sơ đồ a) bộ tạo búp lai ghép kết nối hoàn toàn và kết nối từng phần. Trong sơ đồ tạo búp lai ghép kết nối hoàn toàn, mỗi chuỗi vô tuyến được kết nối đến N_T các bộ dịch pha vì thế sẽ có $N_{RF} \times N_t \times PS$ bộ dịch pha (PS: Phase Shifter: bộ dịch pha), còn trong sơ đồ tạo búp lai ghép kết nối từng phần, mỗi chuỗi vô tuyến được kết nối đến một tập con (N_t/N_{RF}) các bộ dịch pha. Sơ đồ tạo búp lai ghép kết nối hoàn toàn cung cấp độ lợi hiệu suất phổ (SE: Spectral Efficiency) $N_{RF} \log_2(N_{RF})$ cao hơn sơ đồ lai ghép kết nối từng phần, tuy nhiên nó tiêu thụ công suất N_{RF} lần cao hơn sơ đồ lai ghép kết nối từng phần.

Hoạt động của sơ đồ trên hình 7.2 như sau. Tại phía phát, bộ tiền mã hóa số băng gốc W_{DB} xử lý N_S luồng số liệu để tạo ra N_{RF} đầu ra. Các đầu ra này được IFFT (Inverse Fast Fourier Transformation: chuyển đổi fourier nhanh đảo), được chuyển đổi từ song song vào nối tiếp, được chuyển đổi từ số sang tương tự, được chuyển đổi nâng tần vào tần số vô tuyến và cuối cùng được bộ tiền mã hóa tương tự W_{AD} sắp đặt lên N_t phân tử an ten.

Tại phía thu, bộ tạo búp tương tự W_{AD} kết hợp N_t phân tử anten để tạo nên N_{RF} đầu ra, chuyển đổi tương tự sang số, chuyển đổi từ nối tiếp vào song song, thực hiện FFT (Fast Fourier Transform: chuyển đổi fourier nhanh) và bộ tạo búp số W_{DB} cho ra N_S luồng số liệu.

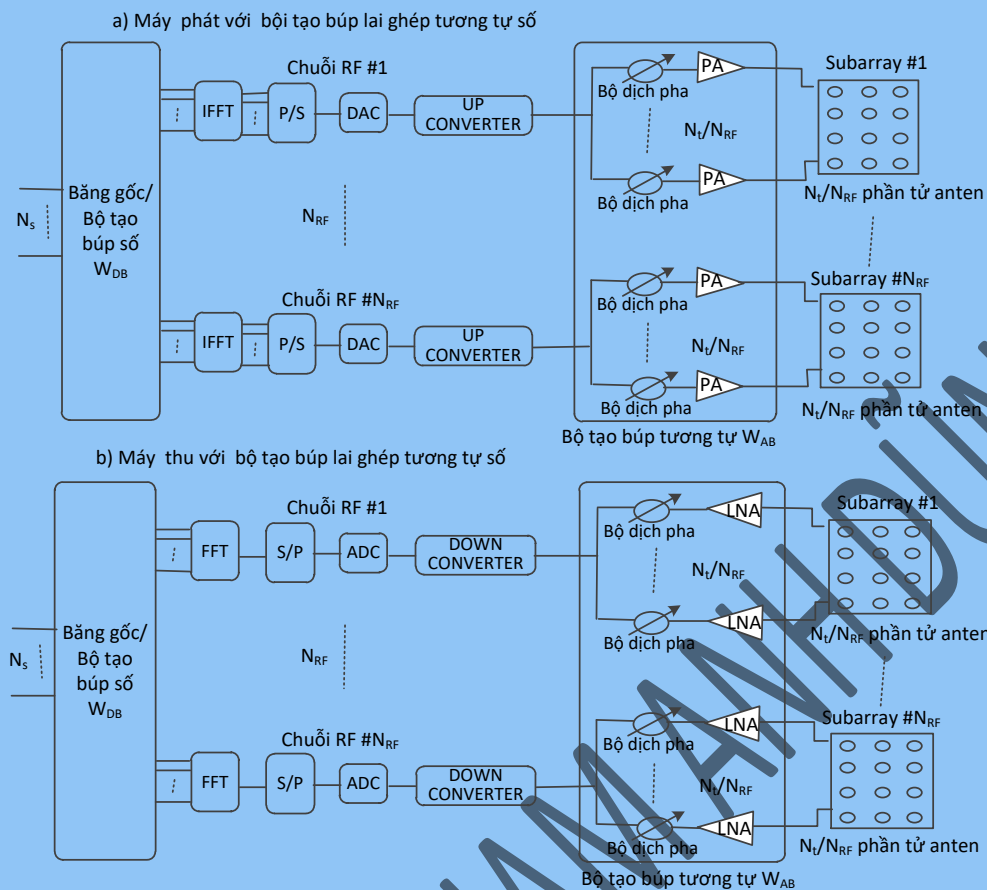
Đối với sơ đồ trên hình 7.3 quá trình cũng xảy ra tương tự, chỉ khác là các bộ tiền mã hóa xử lý tín hiệu cho các mảng con.

Phân tập truyền dẫn đa búp có thể được xây dựng trên cơ sở cấu trúc tạo búp như trên hình 7.3. Tín hiệu phát (thu) có thể được điều chỉnh thích ứng theo kênh để khắc phục các đặc tính không thuận lợi của kênh. Kiến trúc kết nối mảng con với khả năng quét nhiều búp đặc biệt thích hợp cho femto BS có thể di động và sử dụng acqui.



IFFI (Inverse Fast Fourier Transformation): biến đổi Fourier nhanh ngược; P/S (Parallel to Serial): chuyển từ song song sang nối tiếp;
 FFI Fast Fourier Transformation): biến đổi Fourier nhanh ngược; S/P (Serial to Parallel I): chuyển từ nối tiếp sang song song;
 DAC (Digital to Analog Converter): bộ chuyển đổi từ số sang tương tự; ADC (Analog to Digital Converter): bộ chuyển đổi từ tương tự sang số;
 UP Converter: bộ chuyển đổi nâng tần; Down Converter: bộ chuyển đổi hạ tần;
 PA (Power Amplifier): bộ khuếch đại công suất; LNA (Low Noise Amplifier): bộ khuếch đại công suất âm nhỏ.

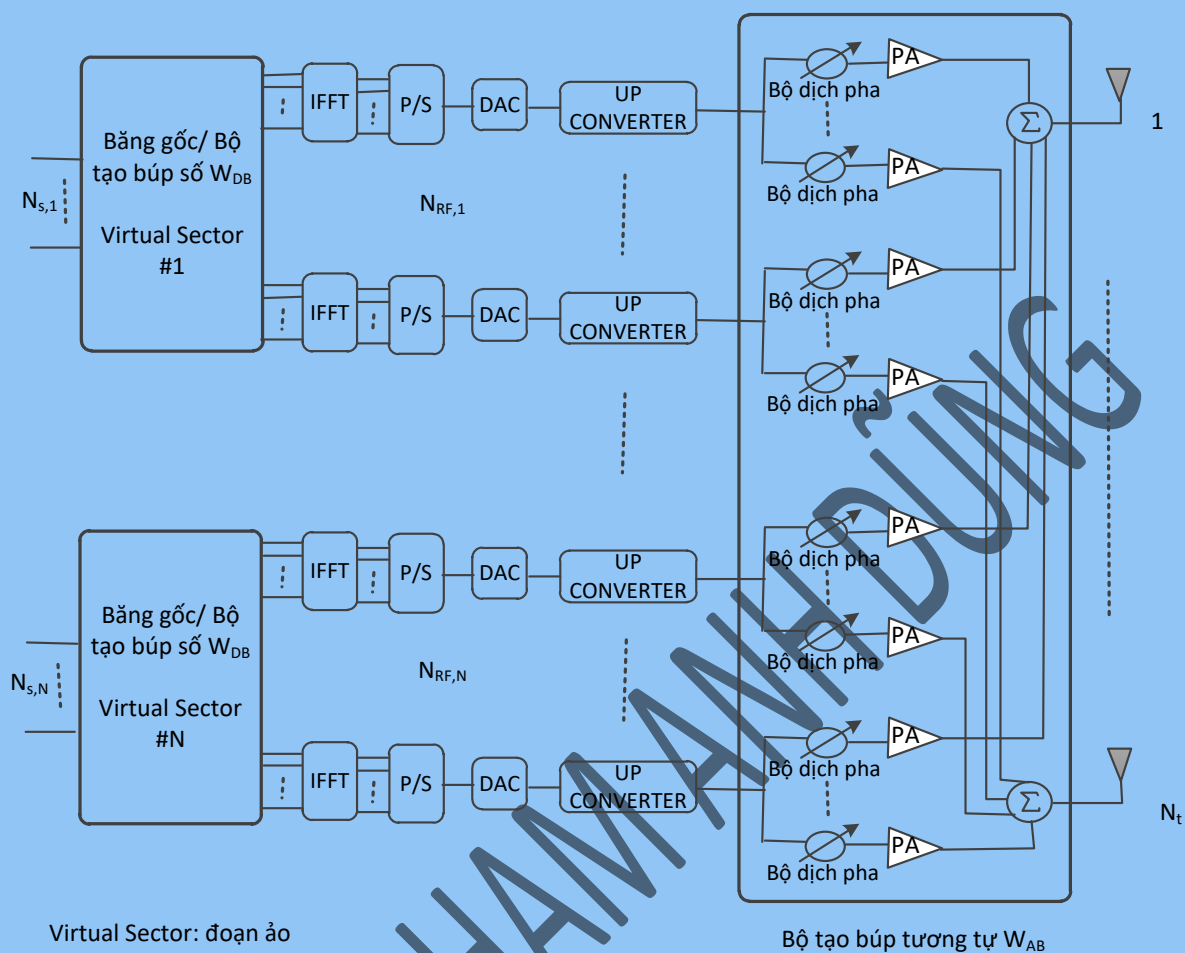
Hình 7.2. Tạo búp lai ghép kết nối hoàn toàn.



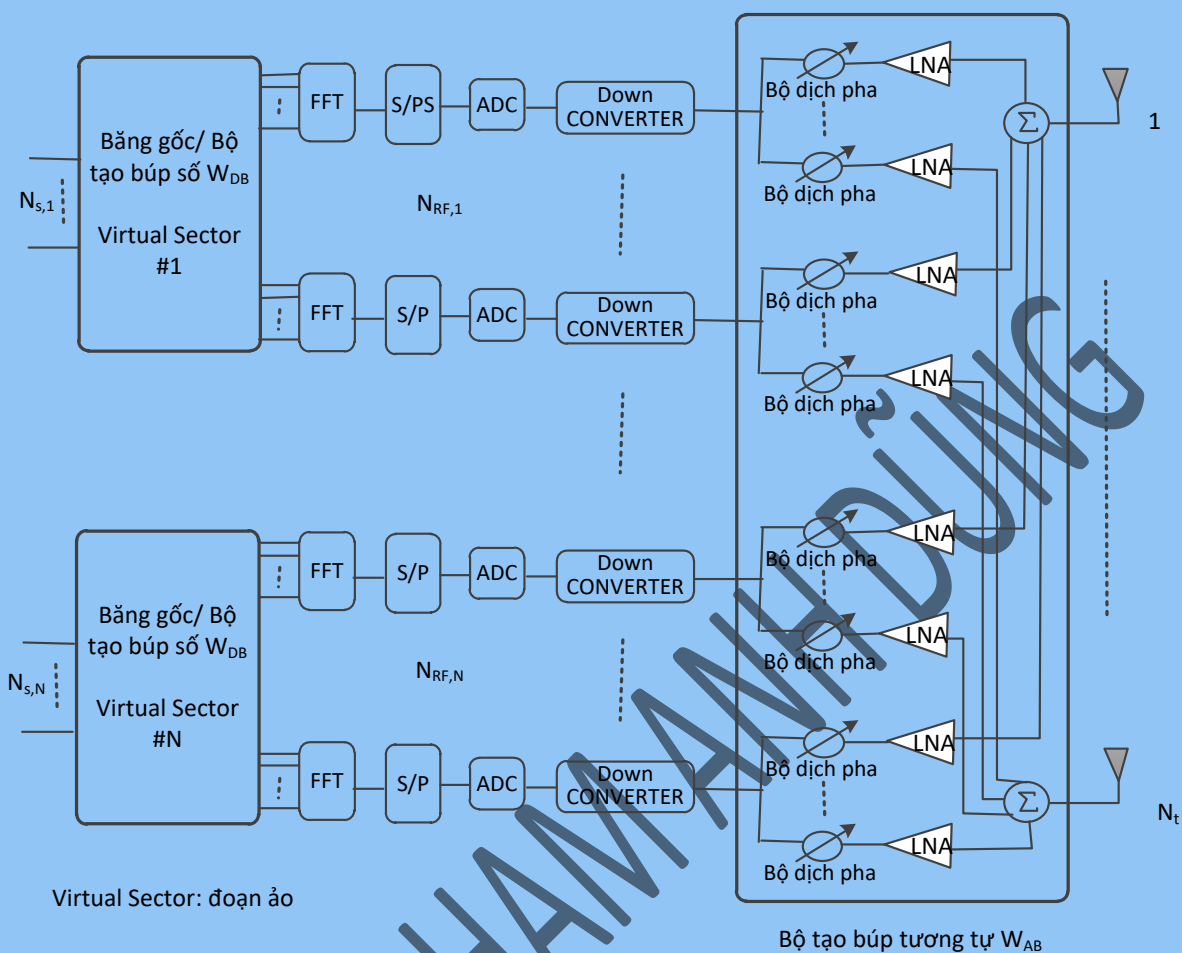
IFFI (Inverse Fast Fourier Transformation): biến đổi Fourier nhanh ngược; P/S (Parallel to Serial): chuyển từ song song sang nối tiếp; FFI (Fast Fourier Transformation): biến đổi Fourier nhanh ngược; S/P (Serial to Parallel I): chuyển từ nối tiếp sang song song; DAC (Digital to Analog Converter): bộ chuyển đổi từ số sang tương tự; ADC (Analog to Digital Converter): bộ chuyển đổi từ tương tự sang số; UP Converter: bộ chuyển đổi nâng tần; Down Converter: bộ chuyển đổi hạ tần; PA (Power Amplifier): bộ khuếch đại công suất; LNA (Low Noise Amplifier): bộ khuếch đại công suất tạp âm nhỏ; Subarray: mảng con.

Hình 7.3. Tạo búp lai ghép kết nối từng phần.

Hình 7.4 và 7.5 cho thấy kiến trúc các bộ tạo búp phát và thu lai ghép kết nối hoàn toàn kết hợp đoạn ảo. Trong các kiến trúc này bộ tạo búp tương tự tạo ra các “đoạn ảo” (Virtual Sector). Kiến trúc này giảm chi phí báo hiệu và mức độ phức tạp tính toán bằng cách phân nhóm các người dùng thông quan bộ tạo búp tương tự và phục vụ các người dùng giống nhau trong cùng một bộ tạo búp số.



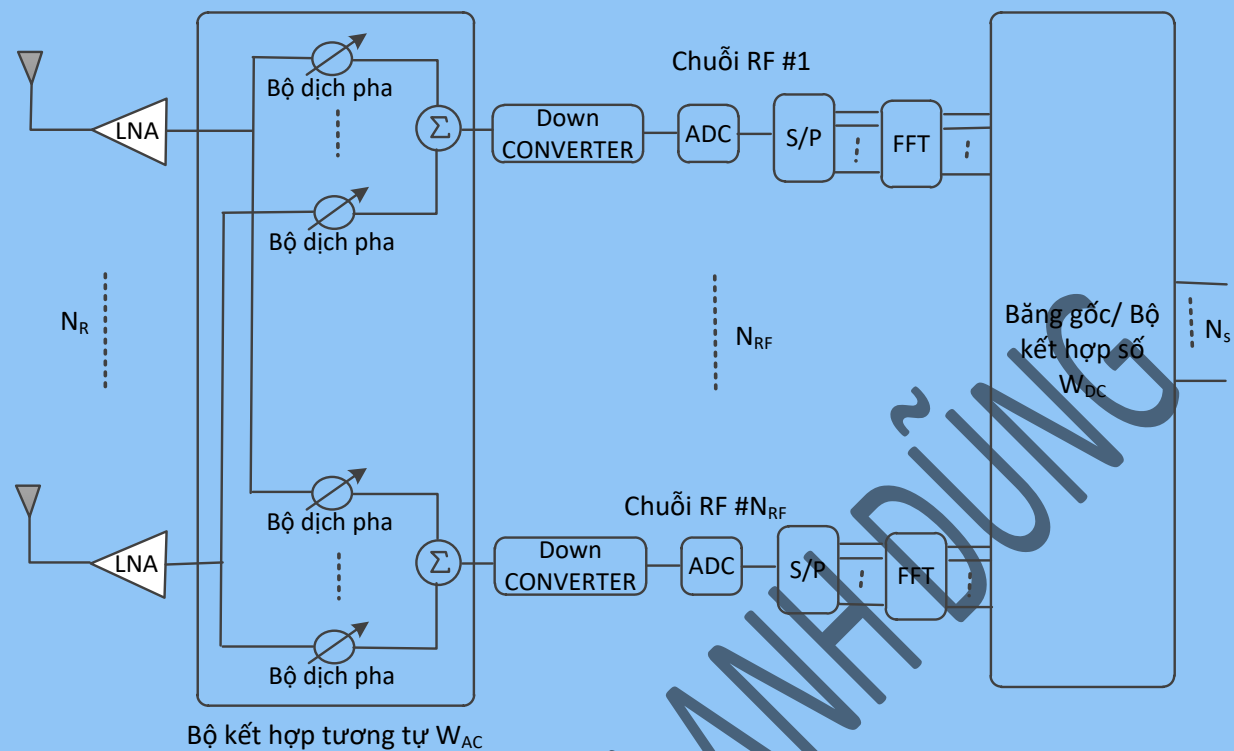
Hình 7.4. Tạo búp phát lại ghép kết nối hoàn toàn kết hợp phân đoạn ảo (Virtual Sectorization)



Hình 7.5. Tạo búp thu lại ghép kết nối hoàn toàn kết hợp phân đoạn ảo (Virtual Sectorization)

Sơ đồ tạo búp kết với hoàn toàn kết hợp với phân đoạn ảo cho phép giảm chi phí tài nguyên báo hiệu và độ phức tạp bằng cách nhóm các người sử dụng giống nhau vào chung một bộ tạo búp số.

Hình 7.6 cho thấy sơ đồ quét sóng phía thu lại ghép sử dụng đồng thời bộ kết hợp tương tự và bộ kết hợp số.

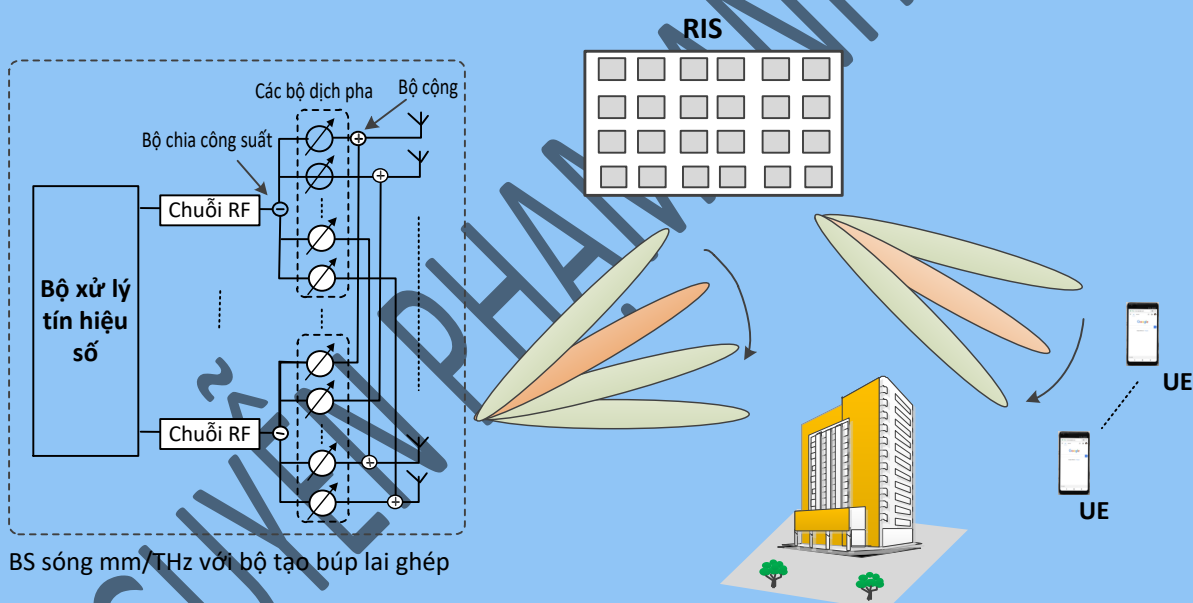


LNA (Low Noise Amplifier): bộ khuếch đại tạp âm thấp;
 Down Converter: bộ chuyển đổi hạ tần;
 ADC (Analog to Digital Converter): bộ chuyển đổi tương tự sang số;
 W_{AC} : ma trận kết hợp tương tự;
 W_{DC} : ma trận kết hợp số.

Hình 7.6. Sơ đồ quét sóng phía thu lai ghép sử dụng đồng thời bộ kết hợp tương tự và bộ kết hợp số.

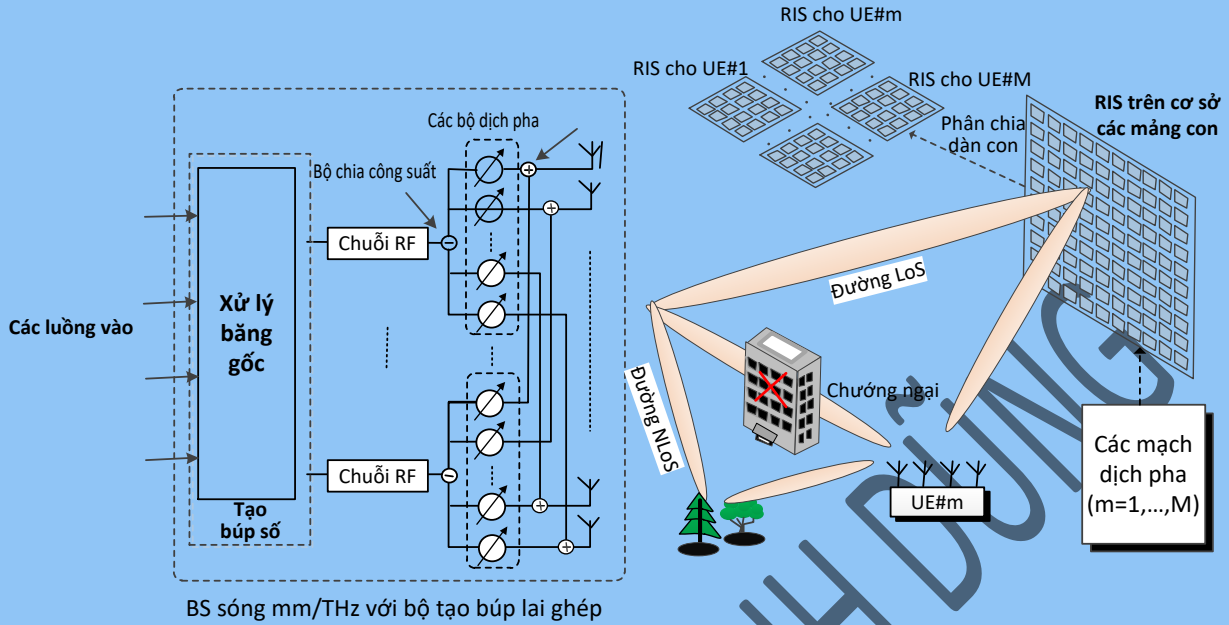
7.2. Tạo búp trong truyền thông được hỗ trợ bởi RIS

Hình 7.7 minh họa kiến trúc truyền thông sóng mm/THz với sự hỗ trợ của RIS trong đó tạo búp được thực hiện tại cả BS và RIS. Trong sơ đồ BS tạo búp lại ghép tín hiệu sau xử lý số được đưa lên các chuỗi RF (Radio Frequency Chain) khác nhau, mỗi chuỗi vô tuyến được kết nối đến một tập con các bộ dịch pha trước khi đưa lên các mảng anten con (Subarray) để phát các búp khác nhau đến RIS và RIS tạo ra các búp khác nhau cho các người dùng khác nhau.



Hình 7.7. Minh họa sơ đồ truyền thông sóng mm/THz với sự hỗ trợ của RIS trong đó tạo búp được thực hiện tại cả BS và RIS

Để tạo các búp khác nhau cho các UE khác nhau, RIS được xây dựng dựa trên các mảng con, trong đó mỗi mảng con tạo búp cho một người dùng dựa trên cấu hình mạch dịch pha tương ứng (hình 7,8).



Hình 7.8. RIS được xây dựng dựa trên các mảng con, trong đó mỗi mảng con tạo búp cho một người dùng dựa trên cấu hình mạch dịch pha tương ứng

8 ƯỚC TÍNH KÊNH RIS

Để cải thiện hiệu suất phổ trong các hệ thống truyền thông không dây được RIS hỗ trợ, nhiều phương pháp tạo búp liên kết tích cực-thụ động (Active-Passive) đã được đề xuất. Tạo búp tích cực (Active) và thụ động (Passive) được thực hiện tại trạm gốc và RIS. Các giả thiết được đưa ra cho các đề xuất này là cần có hiểu biết hoàn hảo về trạng thái kênh (CSI: Channel State Information). Tuy nhiên trong thực tế, ước tính kênh gặp thách thức bởi bản chất thụ động của các phần tử của RIS. Ước tính kênh trong truyền thông được RIS hỗ trợ gặp thách thức trước hết vì thiếu các thành phần vô tuyến tích cực để xử lý tín hiệu. RIS chỉ có thể phản xạ thụ động tín hiệu tới. Một thử thách nữa là do có nhiều phần tử phản xạ nên số lượng các hệ số kênh lớn dẫn đến phải tăng thông tin bổ sung của hệ thống.

8.1. Các thách thức khi ước tính kênh RIS

Đối với mô hình kênh truyền thông MIMO đường lên được RIS hỗ trợ cho K người dùng như trên hình 8.1, để đạt được độ lợi đầy đủ của RIS, việc nhận được thông tin trạng thái kênh (CSI: Channel State Information) là tối quan trọng. CSI đường lên bao gồm $\mathbf{G}$,

$\mathbf{H}_k$ $_{k=1}^K$ và $\mathbf{H}_{d,k}$ $_{k=1}^K$, vì thế tổng số các hệ số kênh đường lên bao gồm hai thành phần:

- Số lượng các hệ số kênh (bằng $K \times N N_u + N_b N$) đối với các liên kết đến (từ) RIS (nghĩa là $(\mathbf{H}_k)_{k=1}^K$ và $\mathbf{G}$);
- Số lượng các kênh (bằng $K \times N_b N_u$) đối với các liên kết trực tiếp (nghĩa là $\mathbf{H}_{d,k} \quad_{k=1}^K$) tồn tại trong các hệ thống truyền thông thông thường không có RIS.

Lưu ý rằng số lượng các hệ số kênh có thể khác nhau đối với các hệ thống TDD (Time Division Duplex: ghép song công phân chia theo thời gian) và FDD (Frequency Division Duplex: ghép song công phân chia theo tần số). Đặc biệt, hệ thống FDD đòi hỏi ước tính số kênh gấp đôi do đường lên và đường xuống không đối xứng, trong khi hệ thống TDD có thể chỉ cần hoặc hệ số kênh đường lên hoặc hệ số kênh đường xuống do tính chất đảo lẩn của kênh đường lên- đường xuống. Ngoài ra trong các hệ thống truyền thông băng rộng trên các kênh pha định chọn lọc tần số, nhiều hệ số kênh sẽ được tạo ra trên cả kênh trực tiếp giữa người dùng - BS (User-BS) và các kênh phản xạ người dùng - RIS (User-RIS) và RIS - BS do trải trễ đa đường và tích chập giữa các đáp ứng kênh xung kim của các kênh đa đường User-RIS và RIS-BS gây thách thức lớn hơn cho việc tìm ra các hệ số kênh.

Tồn tại hai kỹ thuật triển vọng cho ước tính kênh RIS. Kỹ thuật thứ nhất là ước tính kênh RIS thụ động (Passive Estimation), hay ước tính kênh hoàn toàn thụ động (Fully Passive Estimation). Trong kỹ thuật này chỉ có các phần tử phản xạ thụ động tham gia vào ước tính kênh. Phương pháp thứ hai là ước tính kênh RIS bán thụ động (Semi-Passive). Trong kỹ thuật này một số các cảm biến công suất thấp ghép xen với các phần tử phản xạ RIS và bộ chuyển đổi tương tự vào số (ADC) được sử dụng để xử lý tín hiệu thu. Dưới đây ta sẽ xét chi tiết hai kỹ thuật này.

8.2. Ước tính kênh RIS bán thụ động (Semi Passive RIS channel Estimation)

Trong ước tính kênh RIS bán thụ động, các bộ cảm biến công suất thấp được lắp đặt giữa các phần tử phản xạ. Các thiết bị cảm ứng này có thể ước tính riêng cho các kênh người dùng-RIS (User-RIS) và trạm gốc RIS (BS-RIS) dựa trên các hoa tiêu được phát. Mỗi thiết bị cảm ứng có một dây thu vô tuyến giá rẻ (các bộ biến đổi tương tự vào số (ADC) phân giải thấp) để xử lý tín hiệu cảm ứng. RIS bán tích cực hoạt động trong hai chế độ luân phiên sau đây:

- Chế độ RIS có khả năng cảm ứng: các phần tử phản xạ RIS tắt (OFF), các bộ cảm ứng được kích hoạt để thu các tín hiệu hoa tiêu từ trạm gốc/các người dùng

(BS/Users) trên đường xuống/đường lên để ước tính các kênh tương ứng của chúng;

- Chế độ phản xạ: các bộ cảm ứng bị dừng hoạt động, các phần tử phản xạ được bật (ON) để phản xạ các số liệu từ trạm gốc/các người dùng (BS/Users) để truyền thông đường xuống/đường lên tương ứng.

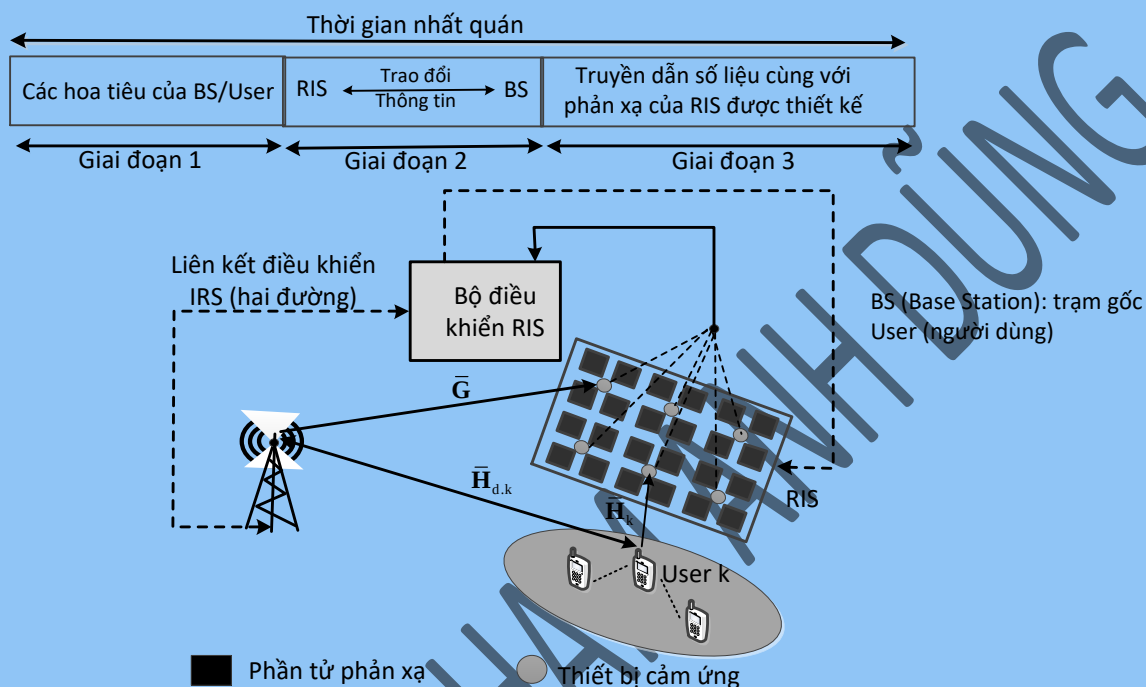
Một lượng nhỏ các bộ cảm biến và ADC được sử dụng để giảm chi phí thông tin bổ sung. Xây dựng kênh kích cỡ lớn chính xác là một thách thức tối quan trọng. Nhiều phương pháp xử lý tín hiệu hiệu quả dựa trên khai thác các đặc trưng kênh đã được đề xuất như: tương quan hạng thấp (Low Rank), thưa thớt (Sparsity) và không gian (Spatial). Ước tính kênh RIS bán thụ động phù hợp nhất đối với các sơ đồ ghép song công phân chia theo thời gian (TDD) nhưng không phù hợp cho các sơ đồ ghép song công phân chia theo tần số (FDD). Trong các sơ đồ TDD, các kênh ngược từ RIS đến trạm gốc và đến người dùng sử dụng đặc trưng đảo lẩn của kênh (Channel Reciprocity). Ngoài ra các phương pháp tối ưu luân phiên (Alternation Optimization) và học sâu (Deep Learning) cũng được đề xuất cho ước tính kênh bán thụ động.

Ước tính kênh RIS bán thụ động được minh họa trên hình 8.2. Trên hình này ta ký hiệu

$\bar{\mathbf{G}} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_b}$, $\bar{\mathbf{H}}_k \in \mathbb{C}^{N_s \times N_u}$ là các các kênh hoa tiêu từ trạm gốc BS và từ người dùng (User) đến N_s phần tử cảm biến của RIS đối với người dùng k để phục vụ ước tính, với $N_s < N$, $\bar{\mathbf{H}}_d \in \mathbb{C}^{N_b \times N_u}$ là kênh hoa tiêu để ước tính kênh trực tiếp. Ngay cả khi $\bar{\mathbf{G}}$ và $\bar{\mathbf{H}}_k$ không giống như $\mathbf{G}$ và $\mathbf{H}_k$ nhưng chúng tương quan cao với nhau. Vì thế, bằng cách sử dụng một số phương pháp xử lý tín hiệu như: nội suy số liệu, cảm biến nén và học máy ta có thể khôi phục lại các kênh $\mathbf{G}$ và $\mathbf{H}_k$ kích thước lớn từ các kênh $\bar{\mathbf{G}}$ và $\bar{\mathbf{H}}_k$ kích thước nhỏ.

Giao thức truyền dẫn tổng quát cho RIS bán thụ động trên hình 15 như sau. Thời gian nhất quán (Coherence Time) được chia thành ba giai đoạn. Trong giai đoạn thứ nhất, trạm gốc/các người dùng (BS/Users) phát đi các tín hiệu hoa tiêu trên đường xuống/đường lên để ước tính các kênh trực tiếp trạm gốc- các người dùng (BS-Users) như trong truyền thông thông thường không có RIS, trong khi đó RIS hoạt động trong chế độ cảm biến để ước tính thông tin trạng thái (CSI) từ trạm gốc/các người dùng (BS/Users) dựa trên tín hiệu nhận được của các bộ cảm biến. Sau đó CSI được trao đổi giữa bộ điều khiển RIS và BS. Dựa trên thông tin này, các hệ số tạo búp tích cực và thụ động được thiết kế kết hợp tại RIS hoặc BS và sau đó các hệ số này được gửi qua các liên kết tuyến sau (không dây/có dây) giữa chúng. Cuối cùng trong giai đoạn ba, RIS chuyển sang chế độ phản xạ để hỗ trợ truyền thông giữa BS và các người dùng bằng các hệ số tạo

búp tích cực/thụ động đã được thiết kế. Cần phải nói rằng chỉ CSI đường xuống/đường lên của liên kết BS/các người dùng (BS/Users) được ước tính trong các bộ cảm biến RIS. Các liên kết ngược lại chỉ nhận được trong các hệ thống TDD dựa trên tính chất đổi lẫn của kênh. Tuy nhiên CSI như thế này không khả dụng trong hệ thống FDD. Như vậy việc ước tính kênh này trong các hệ thống FDD không khả thi đối với RIS bán tích cực.



Hình 8.2. Minh họa ước tính kênh RIS bán thụ động cho trường hợp RIS phục vụ K người dùng

Ta có thể tổng kết các trình bày ở trên như sau, ước tính hoạt động trong hai chế độ: cảm biến và phản xạ. Các bộ cảm biến được kích hoạt để thu các tín hiệu hoa tiêu trong chế độ cảm ứng trong khi các phần tử phản xạ không được kích hoạt (OFF). Trong chế độ phản xạ các phần tử phản xạ được kích hoạt để phản xạ các tín hiệu tới còn các bộ cảm biến không được kích hoạt. Các thiết bị của người dùng và (hoặc) của trạm gốc sẽ phát đi các tín hiệu hoa tiêu trong khe thời gian cảm ứng. Như vậy kênh sẽ được ước tính dựa trên các hoa tiêu thu được tại các phần tử cảm ứng. Sau khi ước tính được thực hiện, CSI được gửi đến bộ điều khiển RIS và trạm gốc để thiết kế kết hợp các hệ số tạo búp. Thông tin này được trao đổi thông qua các liên kết tuyến sau dành riêng giữa bộ điều khiển và trạm gốc. Sau đó RIS chuyển vào chế độ phản xạ và tạo búp được thực hiện dựa trên các hệ số thu được.

Sử dụng ước tính bán thụ động trong các hệ thống TDD, kênh đường xuống từ trạm gốc (BS) và kênh đường lên từ người dùng (User) có thể được ước tính dựa trên các tín hiệu

hoa tiêu. Kênh ngược lại có thể được tính toán sử dụng thuộc tính đảo lẩn. Các ưu điểm của sử dụng ước tính kênh RIS bán thụ động là giá thành thực hiện phần cứng phải chăng và giảm tiêu thụ công suất chủ yếu do sử dụng ít phần tử cảm biến hơn. Một trong các hạn chế chính của ước tính kênh RIS bán thụ động là độ chính xác bị hạn chế do sử dụng số lượng phần tử cảm biến ít hơn và độ phân giải của ADC kém hơn. Cũng cần lưu ý rằng thời gian nhất quán (Coherence Time) của liên kết User-RIS nhỏ hơn thời gian nhất quán của liên kết BS-RIS. Nguyên nhân là do sự di động của người dùng và các phần tử gây tán xạ nhiều hơn. Vì thế ước tính kênh User-RIS thách thức hơn ước tính kênh BS-RIS.

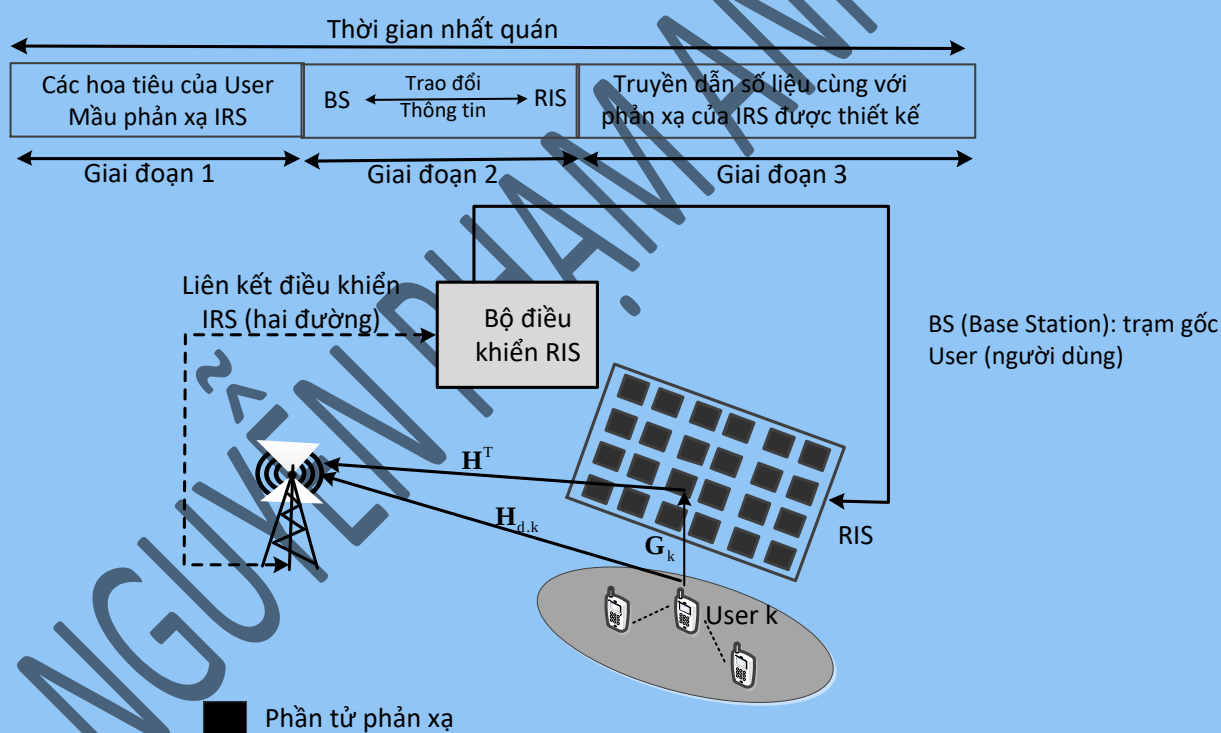
8.3. Ước tính kênh RIS hoàn toàn thụ động (Fully Passive RIS Channel Estimation)

Trong ước tính kênh RIS hoàn toàn thụ động không có các thiết bị cảm biến đan xen với các phần tử phản xạ của RIS. Vì thế không thể có các kênh BS-RIS và User-RIS tách biệt. Thay vào đó ước tính kênh nối tầng giữa BS-RIS-User được ước tính cho truyền thông đường lên và đường xuống. Sơ đồ ước tính kênh RIS hoàn toàn thụ động được minh họa trên hình 8.3. Khi không có bất kỳ bộ cảm biến nào được lắp đặt trên RIS để thực hiện giá thấp, RIS trở nên hoàn toàn thụ động và vì thế không thể nhận được CSI giữa RIS và BS/các người dùng. Trong trường hợp này, một giải pháp là ước tính các kênh người dùng-RIS-BS nối tầng trên đường lên/đường xuống tương ứng. Lưu ý rằng không như trường hợp RIS bán thụ động, cách tiếp cận này áp dụng được cho cả hệ thống TDD và FDD, mặc dù trong trường hợp TDD chỉ cần ước tính hoặc kênh đường xuống hoặc đường lên nhờ tính đối lẩn của kênh đường lên-đường xuống. Không mất tính tổng quát, ta xét một hệ thống MIMO đa người dùng đường lên, trong đó kênh người dùng-RIS-BS nối tầng là tích Khatri-Rao chuyển vị của các kênh người dùng-RIS (User-RIS) và RIS-BS, trong đó từng hệ số kênh được xác định bởi $H_{n,n_B} G_{k,n,n_u}$ với

$\forall n=1,\dots,N; n_B=1,\dots,N_B; n_u=1,\dots,N_u$ và $k=1, \dots, K$. Như vậy tổng số hệ số kênh đối với liên kết nối tầng User-RIS-BS sẽ là $K \times N N_B N_u$, nhìn chung lớn hơn (nhiều) so với các hệ số kênh đối với các liên kết tách biệt User-RIS và RIS-BS (chỉ bằng $K \times N N_u + N_B N$). Điều này cho thấy tồn tại tính dư thừa bên trong các kênh nối tầng do các kênh nối tầng của tất cả các người dùng đều tham gia vào kênh chung RIS-BS H^T và rất khó phân giải kênh chung này từ ước tính kênh nối tầng của bất kỳ người dùng nào.

Hình 18 minh họa giao thức truyền dẫn đường lên tới RIS thụ động, trong đó mỗi khoảng thời gian nhất quán được chia thành ba giai đoạn liên tiếp. Trước tiên, các người

dùng phát đi các hoa tiêu trực giao đến BS và trong khi đó RIS thay đổi các hệ số phản xạ theo một mẫu phản xạ được thiết kế trước. Dựa trên hoa tiêu và mẫu phản xạ, BS ước tính các kênh trực tiếp người dùng- BS và các kênh nối tầng người dùng-RIS-BS (User-RIS-BS). Trong giai đoạn hai, dựa trên CSI được ước tính, các hệ số phản xạ cho truyền dẫn được thiết kế tại BS kết hợp với tạo búp và sau đó được gửi đến bộ điều khiển RIS qua liên kết tuyến sau. Trong giai đoạn ba, bộ điều khiển RIS thiết lập các hệ số kênh phù hợp cho các truyền dẫn số liệu độc lập từ các người dùng đến BS. Lưu ý rằng đối với hệ thống TDD, có thể sử dụng ước tính CSI đường lên để thiết kế phản xạ RIS cho các truyền dẫn đường xuống từ BS đến các người dùng, trong khi đối với hệ thống FDD giao thức truyền dẫn vẫn áp dụng được cho đường xuống chỉ cần hoán đổi các vai trò của BS và các người dùng trong giai đoạn thứ nhất. Nghĩa là các kênh trực tiếp và nối tầng được ước tính tại các người sử dụng dựa trên hoa tiêu do BS gửi đi, các người dùng cần phản hồi ước tính CSI của chúng đến BS cho tối ưu hóa liên hợp của phản xạ RIS và tạo búp BS.



Hình 8.3. Ước tính kênh RIS hoàn toàn thụ động (trên đường lên)

Ta có thể tổng kết các trình bày trên như sau. Ước tính kênh RIS hoàn toàn thụ động có thể được sử dụng trong các hệ thống FDD bằng cách cung cấp thông tin phản hồi trạng thái kênh. Trong các hệ thống TDD ước tính kênh nối tầng (Cascaded Channel) được

thực hiện trên một hướng (đường lên hoặc đường xuống) và dựa trên thuộc tính đảo lẩn của kênh có thể tính toán ước tính kênh cho hướng còn lại. Vì không cần các phần tử cảm biến nên phức tạp phần cứng và tiêu thụ công suất trong sơ đồ hoàn toàn thụ động thấp hơn trong sơ đồ bán thụ động. Vì kích thước của kênh nổi tăng lớn hơn nên yêu cầu thông tin bổ sung cho hướng dẫn (Training Overhead) cao hơn nhiều.

Tổng số các hệ số kênh trong kênh nổi tăng là $K \times N \times N_t \times N_r$. Số lượng này lớn hơn nhiều so với phương pháp bán thụ động với số lượng hệ số kênh chỉ là $K \times (N_t N_r + N_r N_t)$. Các người dùng phát đi các tín hiệu hoa tiêu trực giao đến trạm gốc, trạm gốc thu cả các hệ số kênh trực tiếp lẫn các hệ số kênh nổi tăng. Trạm gốc có thể ước tính các hệ số kênh nổi tăng vì RIS phản xạ tín hiệu tới được xây dựng trên một mẫu quy định trước. Sau khi ước tính được hệ số kênh, trạm gốc xác định các hệ số kênh tối ưu và gửi chúng đến RIS qua tuyến sau (Backhaul). Vấn đề ở đây là phải thiết kế các tín hiệu hoa tiêu và các hệ số phản xạ với chi phí thông tin bổ sung tối thiểu. Trong các hệ thống TDD, ước tính các hệ số kênh cho đường lên được sử dụng cho đường xuống và ngược lại. Trong các hệ thống FDD, ước tính các hệ số kênh tại trạm gốc hay tại thiết bị người dùng được phản hồi đến đầu kia để tối ưu phản xạ.

Nếu số lượng các phần tử phản xạ rất lớn và tất cả các phần tử phản xạ đều được bật (ON), thì tiêu thụ công suất và thông tin bổ sung rất lớn. Vì các kênh RIS thể hiện tính tương quan không gian tốt, nên các phần tử phản xạ được nhóm vào một bề mặt con để cải thiện hiệu suất. Ước tính được thực hiện cho kênh tương ứng với mỗi bề mặt con trong một nhóm, vì thế giảm đáng kể thông tin hoa tiêu bổ sung. Kỹ thuật phản xạ nội ký hiệu (Intra-Symbol Technique) cũng đã được đề xuất để cải thiện hiệu suất huấn luyện của ước tính kênh nổi tăng. Trong hệ thống MIMO, khi số người dùng và số anten phát và thu tăng, tổng thông tin huấn luyện tăng và các thuộc tính của kênh như: hạng thấp (Low Rank), tương quan không gian cao (High Spatial Correlation) và thưa (Sparsity) được sử dụng để giảm thông tin huấn luyện. Ngoài ra một số giải thuật học sâu (Deep Learning) cũng đã được nghiên cứu cho ước tính kênh.

Ước tính kênh cho các kênh pha định chọn lọc bằng rộng phức tạp vì trải trễ đa đường do các hệ số của kênh nổi tăng nhiều hơn. Đối với hệ thống dựa trên OFDM, thiết kế các hệ số phản xạ cho từng sóng mang là một thách thức. Tuy nhiên trong các hệ thống này, số lượng đường phản xạ nhỏ hơn rất nhiều so với số lượng sóng mang con, nên có thể sử dụng tính dư của kênh (Channel Redundancy) cho ước tính kênh.

9. CÁC PHƯƠNG PHÁP XỬ LÝ TÍN HIỆU CHO ƯỚC TÍNH KÊNH RIS

Nhiều phương pháp xử lý tín hiệu khác nhau đã được áp dụng để ước tính chính xác và hiệu quả các kênh RIS. Bình phương cực tiểu (LS: Least Square) hoặc sai số bình phương trung bình cực tiểu (MMSE: Minimum Mean Square Error), phân tích thừa số ma trận (Matrix Factorization), cảm biến nén (Compressed Sensing) và học sâu (Deep Learning) là các phương pháp khác nhau được đề xuất.

9.1. Bình phương cực tiểu (LS: Least Square), sai số bình phương trung bình cực tiểu (MMSE: Minimum Mean Square Error)

LS/MMSE là phương pháp ít phức tạp thường được sử dụng để ước tính kênh RIS dựa trên hoa tiêu. Kích thước của vector quan sát thường lớn hơn vector thông số chưa biết. Đối với phương pháp ước tính kênh LS được đề xuất trong đó mẫu huấn luyện phản xạ được xây dựng dựa trên ON/OFF. Ban đầu, các phần tử RIS được đặt OFF, và kênh được ước tính với sử dụng phương pháp OFF thông thường. Sau đó đó kênh nổi tăng được ước tính trong giai đoạn tiếp sau bằng cách theo dõi một mẫu chuỗi ON-OFF của các phần tử RIS. Vì tổn hao công suất và nhiễu của phương pháp này cao, nên độ chính xác bị giảm đáng kể. Cấu hình hoàn toàn ON loại bỏ được vấn đề chính xác. Để cải thiện hơn nữa, mẫu hoa tiêu và mẫu huấn luyện phản xạ được thiết kế kết hợp.

Một số phương pháp được đề xuất để cải thiện hiệu suất huấn luyện của ước tính LS/MMSE. Một trong số các phương pháp này đối với trường hợp đa người dùng là: thông tin trạng thái kênh của một người dùng được sử dụng làm tham chuẩn còn các người dùng khác sử dụng phiên bản kích thước rút gọn của tham chuẩn này để thực hiện ước tính LS/MMSE với thông tin bổ sung ít hơn. Một sơ đồ ước tính kênh dựa trên neo (Anchor) cũng được đề xuất. Trong phương pháp này hai nút neo được triển khai gần RIS và hướng dẫn cùng với phản hồi từ hai nút này được sử dụng cho ước tính LS. Ngoài phương pháp ước tính kênh RIS gấp đôi (Double RIS Channel Estimation) dựa trên LS cũng được đề xuất để giảm thông tin bổ sung.

9.2. Phân tích thừa số ma trận (Matrix Factorization)

Trong các hệ thống RIS, kênh nổi tăng được coi là mô hình song tuyến tính (Bilinear) trong đó kích thước của kênh lớn hơn nhiều so với các hệ thống truyền thông không dây thông thường. Ta có thể giảm độ phức tạp bị tăng do các kênh kích thước cao này bằng cách phân tách kênh vào các kênh con kích thước nhỏ hơn. Ước tính kênh nổi tăng dựa trên SVD (Singular Value Decomposition: phân tách giá trị đơn) đã được đề xuất. Trong phương pháp ước tính này, ma trận có hạng cao (High Rank) được phân tách vào một chuỗi các ma trận có hạng bằng 1 (Rank One). Nhiều phương pháp phân tích thành

thừa số ma trận thưa (Sparse Matrix Factorization) đã được đưa ra. Ngoài ra phương pháp dựa trên thừa số tensor song song cũng được đề xuất.

9.3 Cảm biến nén (Compressed Sensing)

Kênh sóng mm trong các hệ thống truyền thông không dây được RIS hỗ trợ là kênh thưa vì số lượng các đường tán xạ bị giới hạn. Tính chất thưa này và các thuộc tính hạng thấp vì thế được sử dụng để giảm thông tin hoa tiêu trong các hệ thống này và vì thế cảm biến nén là một công cụ xử lý tín hiệu quan trọng để ước tính kênh nổi tầng trong các hệ thống này. Một sơ đồ ước tính kênh dựa trên cảm biến nén đã được đề xuất nhằm giảm thông tin hoa tiêu. Giới hạn biên thấp hơn Cramer Rao (CRLB: Cramer Rao Lower Bound) của sai số ước tính kênh được trình bày và giải thích. Một trong số các thuật toán tham lam lặp (Iterative Greedy Algorithm) để ước tính kênh thưa là thuật toán theo đuổi so khớp trực giao (Orthogonal Matching Pursuit). Đây là một phương pháp có độ phức tạp thấp. Các giải thuật cảm biến nén khác là SBL (Sparse Bayesian Learning: học Bayes thưa), theo đuổi so khớp lưới thích ứng (Adaptive Grid Matching Pursuit) và phương pháp đánh trọng số lại lặp (Iterative Reweighted). Tăng hiệu năng của các giải thuật cảm biến nén khác nhau phải trả giá bằng tăng độ phức tạp.

9.4 Học sâu (Deep Learning)

Học sâu (DL: Deep Learning) là một kỹ thuật mạnh để rút ra các đặc trưng từ số liệu đầu vào. Nó cung cấp một phương pháp lập bản đồ (ánh xạ) không phụ thuộc mô hình (Model-Free Mapping) từ các thông số có thể học được. Hiệu năng dự đoán mô hình bằng cách học có hiệu quả ngay cả với các khiếm khuyết của kênh không dây. DL học từ mẫu đặc trưng dẫn đến độ phức tạp tính toán thấp hơn so với phương pháp tối ưu hóa dựa trên mô hình trong thời gian dài. Ước tính kênh RIS theo học sâu bao gồm lập bản đồ (ánh xạ) các tín hiệu thu và CSI của các đường truyền trực tiếp và nổi tầng. Phương pháp học bị giám sát (SL: Supervised Learning) được đề xuất trong đó ước tính kênh được thực hiện với mạng neuron tích chập song sinh (CNN: Twin Convolutional Neural Network). Trong phương pháp này các phần tử của RIS được bật (ON) hoặc tắt (OFF) tuần tự và chuỗi hoa tiêu này được thu tại máy thu, sau đó được sử dụng để nhận được ước tính LS của cả liên kết nổi tầng lẫn liên kết trực tiếp. Sau đó thực hiện ánh xạ ước tính vào số liệu thực sự. Hệ thống nói trên đòi hỏi các khả năng tính toán lớn do sử dụng các tập số liệu lớn. Vì thế phương pháp dựa trên học liên kết (FL: Federated Learning) được đề xuất. Mô hình học được huấn luyện tại trạm gốc theo cách tiếp cận học liên kết. Thay vì gửi đi số liệu trên, chỉ các cập nhật mô hình được phát đi, vì thế giảm đáng kể thông tin bổ sung. Hơn nữa, thay vì tập số liệu lớn, mỗi người dùng tính toán cập nhật mô hình dựa trên tập số liệu tại chỗ của họ. Ở đây, chỉ CNN (Convolutional Neural

Network) đơn được áp dụng thay vì CNN song sinh để ước tính cả liên kết trực tiếp lẫn liên kết nối tầng.

Chi phí thông tin huấn luyện bị tăng là hạn chế chính của các cách tiếp cận dựa trên SL và FL. Để vượt qua trở ngại này, ước tính dựa trên các mạng neuron khử tạp âm sâu (DDNNM: Deep Denoising Neuron Network) được đề xuất. Phương pháp này sử dụng kiến trúc lai bao gồm cả các phần tử tích cực và thụ động. Các phần tử RIS tích cực được sử dụng cho huấn luyện hoa tiêu đường lên và các phần tử RIS thụ động được sử dụng cho các phần tử phản xạ thụ động. Tại đây các giải thuật khôi phục thưa như OMP (Orthogonal Matching Pursuit: theo đuổi khớp nối trực giao) cũng được khai thác để cấu trúc lại kênh. DDNN được sử dụng để hỗ trợ cải thiện độ chính xác của các ước tính kênh. Trong phương pháp này, cả hai cảm biến nén (CS) và học sâu (DL) được sử dụng để cải thiện hiệu năng so với sử dụng các giải thuật riêng rẽ.

Mạng tổng hợp neuron sâu (SDNN: Synthetic Deep Neuron Network) với chi phí huấn luyện giảm được áp dụng cho ước tính kênh. Hệ thống MIMO RIS terahertz dựa trên học sâu đã được đề xuất. Ước tính kênh trong hệ thống MISO-OFDM được RIS hỗ trợ đã được trình bày trong đó một cơ sở dữ liệu thích hợp được sử dụng để huấn luyện CNN (Convolutional Neural Network) ngoại tuyến. Ngoài CNN, DNN (Deep Neuron Network) và FL (Federated Learning), học tăng cường sâu (Deep Reinforcement Learning) với sử dụng tương tác tác nhân-môi trường điển hình (Typical Agent-Environment Interaction) cũng được đề xuất trong quá trình quyết định Markov (MDP: Markov Decision Process). Tác nhân hành động bằng cách quan sát trạng thái hiện thời và đổi lại tác nhân nhận được phần thưởng và tiến đến một trạng thái mới. Mục đích chính của học tăng cường (RL) là cực đại hóa các phần thưởng trong thời gian dài.

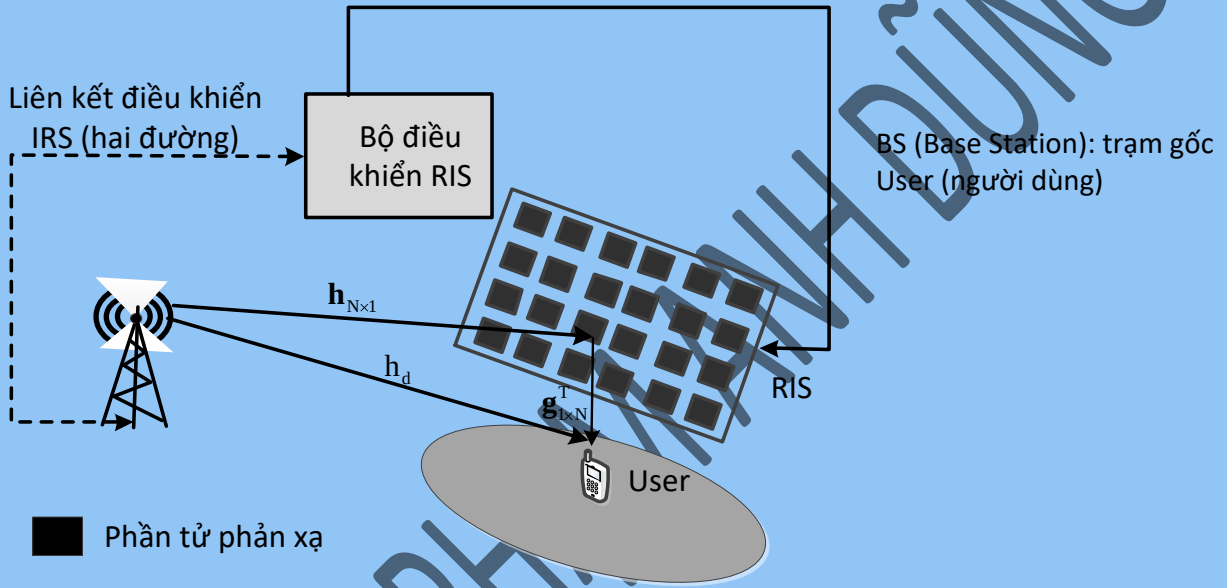
10. TỐI ƯU HÓA TẠO BÚP

10.1. Tối ưu hóa hệ thống SISO được RIS hỗ trợ với phản xạ thụ động

Ta xét hệ thống SISO (Single-Input-Single-Output: một đầu vào một đầu ra) đơn người dùng: $K=1$, $N_b=N_u=1$ cho hệ thống băng hẹp với các kênh pha đỉnh phẳng như trên hình 10.1. Ta ký hiệu các kênh băng gốc tương đương từ BS đến RIS $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, từ RIS đến người dùng bằng $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{g}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$, và kênh trực tiếp từ BS đến người dùng bằng $h_d \in \mathbb{C}$

$$\mathbf{x}_{b,r} = \mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{h} + h_d \mathbf{x}_b \quad (10.1)$$

Trong đó $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{g}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$, $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là các vector của các kênh liên kết Tx với RIS và RIS với Rx, $h_d \in \mathbb{C}$ là kênh trực tiếp từ BS đến người dùng và $\mathbf{Q} = \text{diag}[q_1, q_2, \dots, q_N] \in \mathbb{C}^{N \times N}$ là phản xạ của RIS.



Hình 10.1. Minh họa kênh SISO đơn người dùng: $K=1$, $N_b=N_u=1$ cho hệ thống băng hẹp với các kênh pha đình phẳng

Phần này sẽ phân tích tối ưu hóa các phần tử phản xạ thụ động trong các phần tử RIS cho các mục tiêu khác nhau bao gồm cực đại hóa tốc độ, cực tiểu hóa tiêu thụ năng lượng, tối ưu hóa phổ v.v. Xét một kịch bản truyền thông không dây gồm một RIS với N phần tử. RIS. Sử dụng mô hình tín hiệu thu theo phương trình (10.1), ta có thể viết tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) như sau:

$$\text{SNR}_r = P_t \left| \mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{h} + h_d \right|^2 / \sigma^2 \quad (10.2)$$

Trong đó σ^2 là phương sai của quá trình ngẫu nhiên do tạp âm trắng AGWN gây ra.

Dung lượng của kênh trên được định nghĩa như sau:

$$C = B \log_2 (1 + \text{SNR}_r) \quad (10.3)$$

Mục tiêu của hệ thống là phải cực đại hóa dung lượng này bằng cách tối ưu hóa các phản tử phản xạ tại RIS. Ta có thể viết lại phương trình (10.2) như sau:

$$\text{SNR}_r = \left| \left(\sum_{n=1}^N g_n \alpha_n e^{j\beta_n} h_n + h_d \right) \sqrt{P_t} \right|^2 / \sigma^2 \quad (10.4)$$

Bài toán cực đại hóa tỷ số tín hiệu trên tạp âm và tốc độ có thể được lập theo công thức sau:

$$\max_{\alpha, \beta} \left| \left(\sum_{n=1}^N g_n \alpha_n e^{j\beta_n} h_n + h_d \right) \right|^2 \quad (10.5)$$

trong đó và $0 \leq \alpha_n \leq 1, n = 1, \dots, N$ và $0 \leq \beta_n \leq 2\pi, n = 1, \dots, N$.

Đối với một giá trị $\alpha_n \geq 0$ cho trước, lời giải phương trình (10.5) như sau:

$$\beta_n^* = \text{mod} \left[\varphi_d - \varphi_{n,1} + \varphi_{n,2}, 2\pi \right] \quad (10.6)$$

trong đó $\varphi_d, \varphi_{n,1}$ và $\varphi_{n,2}$ là các pha của h_d, h_n và g_n .

Nếu đặt (10.6) và phương trình (10.5), bài toán tối ưu được đơn giản thành:

$$\max_{\alpha} \left| \sum_{n=1}^N |g_n| |h_n| \alpha_n + |h_d| \right|^2 \quad \text{với } 0 \leq \alpha_n \leq 1, n = 1, \dots, N \quad (10.7)$$

Từ phương trình (10.7) ta thấy lời giải bài toán tối ưu theo biên độ phản xạ là $\alpha_n^* = 1$ đối với mọi n .

10.2. Tối ưu hóa tạo búp liên hợp tích cực và thụ động đối với hệ thống MISO được RIS hỗ trợ

Ta xét hệ thống đơn người dùng với BS có nhiều anten nghĩa là $N_b > 1$, trong đó truyền thông đường xuống/ đường lên trở thành MISO (Multi-Input-Single Output: nhiều đầu vào một đầu ra) và SIMO (Single -Input- Multi Output: một đầu vào nhiều đầu ra). Trong trường hợp này các tối ưu hóa tạo búp phát/thu của BS kết hợp với tạo búp thụ động của RIS.

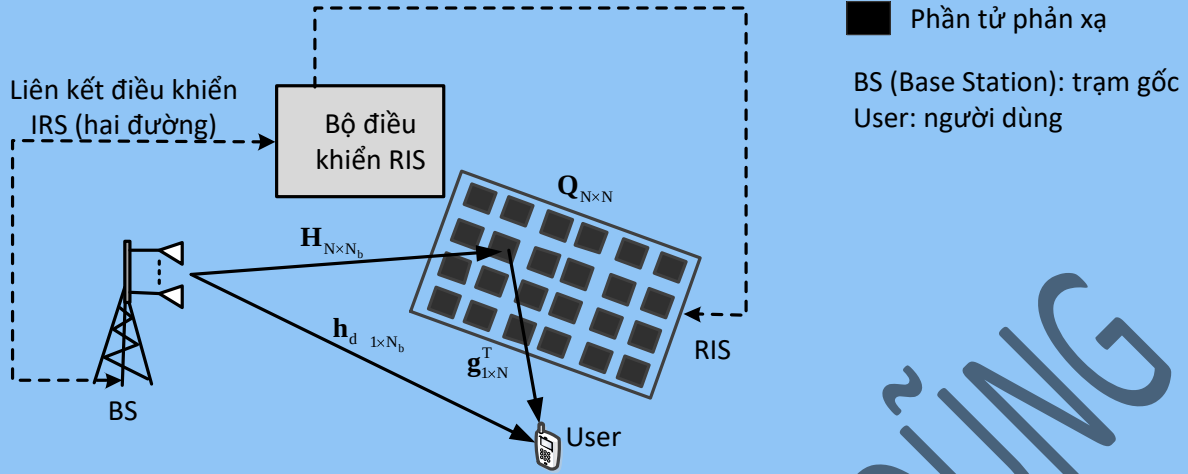
Đường xuống

Ta xét một hệ thống MISO đơn người dùng đường xuống với số anten phát BS $N_b > 1$ và số anten thu MS $N_u = 1$ như trên hình 10.2, trong đó $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_b}$ là ma trận kênh từ BS đến RIS, $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$, $\mathbf{g}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ là vector kênh từ RIS đến người dùng và $\mathbf{h}_d \in \mathbb{C}^{1 \times N_b}$ là vector kênh trực tiếp từ BS đến người dùng.

Mô hình kênh cho MISO đường xuống với sự hỗ trợ của RIS như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = [\mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{h}_d] \mathbf{x}_b + \mathbf{v} \quad (10.8)$$

Trong đó $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$, $\mathbf{g}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ là vector kênh từ RIS đến người dùng, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_b}$ là ma trận kênh từ BS đến RIS và $\mathbf{h}_d \in \mathbb{C}^{1 \times N_b}$ là vector kênh trực tiếp, $\mathbf{Q} = \text{diag } q_1, q_2, \dots, q_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$, $\mathbf{x}_b \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc phát đi từ N_b anten BS, $x_{b,rx} \in \mathbb{C}$ là tín hiệu thu trên $N_u = 1$ anten tại người dùng và $\mathbf{v} \in \mathbb{C}$ là tạp âm AWGN tại BS.



Hình 10.2. Mô hình kênh truyền thông MISO đường xuống đơn người dùng được RIS hỗ trợ

Bài toán cực đại hóa tốc độ/SNR trong trường hợp MISO với tạo búp đường xuống liên hợp tích cực và thụ động được RIS hỗ trợ có thể được lập theo công thức dựa trên phương trình (10.8) sau đây:

$$\max_{\mathbf{u}, \beta} \left| \mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{h}_d \right| \mathbf{u} \quad (10.9)$$

trong đó $\mathbf{u}$ là vector tạo búp phát (Transmit Beamforming Vector) tại trạm gốc với $\|\mathbf{u}\| \leq P_t$, $0 \leq \beta_n \leq 2\pi$, $n = 1, \dots, N$.

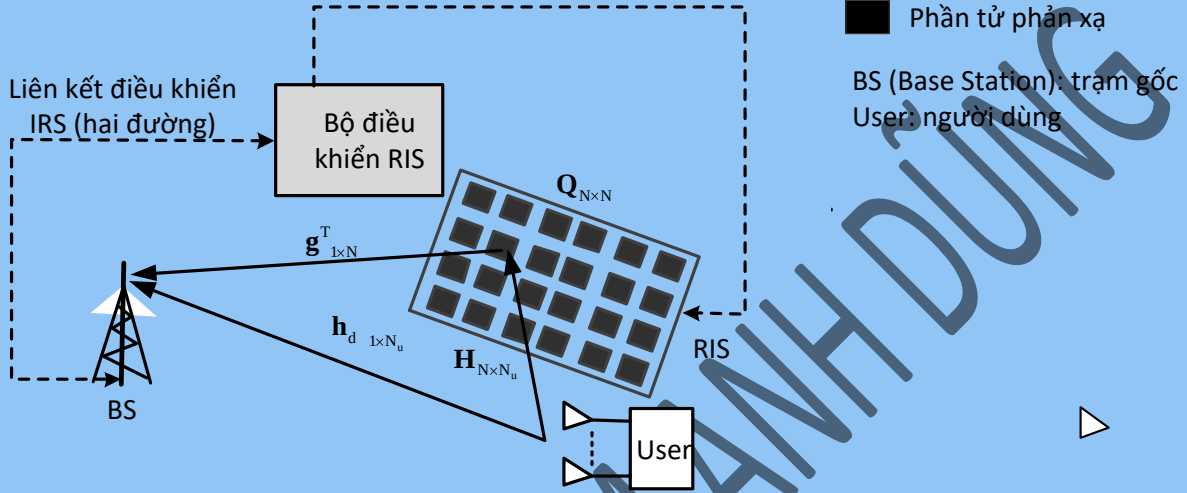
Đường lên

Hình 10.3 cho thấy mô hình kênh SIMO đường lên. Trong mô hình này BS được trang bị một anten còn UE được trang bị nhiều anten. Đối với đường lên ta có mô hình kênh SIMO được hỗ trợ RIS hỗ trợ như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = \left[\mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{h}_d \right] \mathbf{x}_u + \mathbf{v} \quad (10.10)$$

Trong đó $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{g}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ là vector kênh từ RIS đến BS, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times N_u}$ là ma trận kênh từ người dùng đến RIS và $\mathbf{h}_d \in \mathbb{C}^{1 \times N_u}$ là vector kênh trực tiếp,

$\mathbf{Q} = \text{diag } q_1, q_2, \dots, q_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$, $\mathbf{x}_u \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc phát đi từ N_u anten người dùng, $x_{b,r} \in \mathbb{C}$ là tín hiệu thu trên $N_b=1$ anten tại BS và $v \in \mathbb{C}$ là tạp âm AWGN tại BS. Hình 10.2 cho thấy mô hình kênh MISO đường xuống trong trường hợp này.



Hình 10.3. Mô hình kênh truyền thông SIMO đường lên đơn người dùng được RIS hỗ trợ

Bài toán cực đại hóa tốc độ/SNR trong trường hợp MISO với tạo búp đường xuống/đường lên liên hợp tích cực và thụ động được RIS dựa trên phương trình (52) như sau:

$$\max_{\mathbf{u}, \beta} \left| \mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{h}_d \right| \mathbf{u} \quad (10.11)$$

Trong đó các vector $\mathbf{g}$, $\mathbf{g}^T$, $\mathbf{h}_d$ và ma trận $\mathbf{H}$ được thể hiện trên hình 10.2 và 10.3 cho đường xuống/đường lên tương ứng,

$\mathbf{u}$ là vector tạo búp phát tại trạm gốc và $\|\mathbf{u}\|^2 \leq P_t$. Tạo búp phát tích cực tại trạm gốc phải được thiết kế liên hợp với dịch pha RIS để đạt được độ lợi kết hợp cực đại. Vì hàm mục tiêu là không lõm (Non-Concave) với $\mathbf{u}$ và β , nên bài toán tối ưu nói trên trong phương trình (10.11) là không lồi (Non-Convex). Có thể nhận được giải pháp dưới mức tối ưu (Sub-optimal) nếu giữ $\mathbf{u}$ là một vector cố định. Với giá trị θ cố định, ta có thể nhận được lời giải tối ưu cho vector tạo búp phát $\mathbf{u}$ như là một thiết kế máy phát truyền dẫn tỷ số cực đại (MRT: Maximum Ratio Transmission). Biểu thức cho lời giải dưới tối ưu là:

$$\mathbf{u}_{\text{MRT}} = \frac{\mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{h}_d^H}{\|\mathbf{g}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{h}_d^H\|} \quad (10.11)$$

Trong đó MRT ký hiệu cho Maximum Rate Transmission (truyền dẫn tốc độ cực đại).

10.3. Tối ưu phản xạ trong các hệ thống RIS-MIMO

Trong các hệ thống MIMO được RIS hỗ trợ, dung lượng được cải thiện bằng cách truyền nhiều luồng số liệu song song, đây là khái niệm cơ bản của ghép kênh song song. Trong các hệ thống RIS-MIMO này, khi tối ưu các phản xạ của RIS cần quan tâm đến ma trận đồng phương sai (Covariance Matrix). Có thể biểu diễn toàn bộ kênh trong hệ thống này như sau: $\mathbf{H}_M = \mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{H} + \mathbf{H}_d$. Giả sử ma trận đồng phương sai được ký hiệu là $\mathbf{C}$, khi này bài toán tối ưu dung lượng có thể được viết như sau:

$$\max_{\mathbf{Q}, \mathbf{C}} \log_2 \det \left[\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_M \mathbf{C} \mathbf{H}_M^H \right] \quad (10.12)$$

sao cho $\text{trace } \mathbf{C} \leq P_t$.

Bài toán tối ưu trong phương trình (10.12) là không lồi (Non-Convex). Một giải thuật hiệu quả dựa trên AO (Alternative Optimization) được giải thích để giải bài toán này theo cách lặp. Trong trường hợp kênh trạm gốc-người dùng có hạng thấp, giải thuật dựa trên AO được giải thích này ảnh hưởng đến việc đạt được độ lợi ghép kênh không gian và tăng dung lượng kênh.

10.4. Tối ưu hóa ma trận mã hóa trước

Ma trận mã hóa trước (Precoding Matrix) là thông số quan trọng cần được tối ưu hóa để được hiệu năng tốt hơn trong các hệ thống truyền thông được RIS hỗ trợ. Nhiều đề xuất được đưa ra để tối ưu hóa ma trận mã hóa trước. Một trong số chúng là giải thuật tối ưu hóa được gọi là bộ tiền mã hóa tuyến tính tối ưu (OLP Optimal Linear Precoder). Nó cho phép cải thiện dung lượng ergodic của kênh MISO đường xuống dựa trên tăng cao dốc được chiếu hình (Projected Gradient Ascent). Giải thuật hạ tọa độ khối (BCD: Block Coordinate Descent) được đề xuất cho tối ưu hóa. Nó cung cấp một lời giải ở dạng gần như đóng. Mở rộng của giải thuật này để tối ưu hóa pha, các giải thuật CCM (Complex Circle Manifold: đa tạp vòng tròn phức tạp) và mm (Majorization-Minimization) kết hợp với giải thuật BCD để tối ưu hóa ma trận tiền mã hóa.

Một số nghiên cứu tập trung lên tối ưu hóa liên hợp tạo búp thụ động và ma trận tiền mã hóa. Kết quả của các nghiên cứu này cho phép cải thiện hiệu năng hệ thống tổng thể. Tối ưu hóa liên hợp dựa trên phân tách kép (Dual Decomposition) và giao thức truyền dẫn hai thang thời gian (TTS: Two Timescale) cũng đã được đề xuất.

Một số phương pháp như cực đại hóa thông tin tương hỗ (Dual Information) và xấp xỉ hóa bộ tiền mã hóa tối ưu không ràng buộc hoàn toàn số (Optimal Unconstrained Fully Digital Precoder) sử dụng OMP được đề xuất sử dụng tính thừa của kênh. Khi xét đến khiếm khuyết phần cứng, kỹ thuật SDP (Semidefinite Programing; lập trình bán xác định) và phương pháp SCA (Successive Convex Approximation: Xấp xỉ hóa lồi liên tiếp) cũng được đề xuất trong một số tài liệu.

10.5. Tối ưu phản xạ trong các hệ thống RIS-OFDM

Xét một hệ thống RIS-OFDM với kênh pha định chọn lọc tần số. Để đơn giản, trước tiên ta xét một hệ thống SISO và giả sử ℓ_d, ℓ_{bi} và ℓ_{iu} là các nhánh trễ trong kênh trực tiếp, kênh trạm gốc-RIS (BS-RIS) và RIS-người dùng (RIS-User). Các kênh tương đương trong miền thời gian cho đường trực tiếp (Direct), liên kết BS-RIS và liên kết RIS –User sẽ là:

$$\mathbf{h}_\ell^d = [h_1^d, h_2^d, h_3^d, \dots, h_{L_d}^d] \quad (10.13)$$

$$\mathbf{h}_\ell^{bi} = [h_1^{bi}, h_2^{bi}, h_3^{bi}, \dots, h_{L_{bi}}^{bi}] \quad (10.14)$$

$$\mathbf{h}_\ell^{iu} = [h_1^{iu}, h_2^{iu}, h_3^{iu}, \dots, h_{L_{iu}}^{iu}] \quad (10.15)$$

Ta có thể viết tín hiệu đập vào phân tử RIS như sau:

$$y_{inc}(t) = \left[\sum_{\ell=1}^{L_{bi}} h_\ell^{bi} x(t - \tau_\ell) \right] e^{j2\pi f_c t} \quad (10.16)$$

trong đó τ_ℓ là trễ của đường truyền ℓ từ BS đến RIS.

Tín hiệu phản xạ từ phân tử RIS:

$$y_{ref}(t) = \alpha_n e^{j\beta_n} \left[\sum_{\ell=1}^{L_{bi}} h_\ell^{bi} x(t - \tau_\ell) \right] e^{j2\pi f_c t} \quad (10.17)$$

Tín hiệu thu được tại người dùng:

$$y_{\text{ref}}(t) = \sum_{k=1}^{L_{\text{ru}}} h_k^{\text{iu}} \alpha_n e^{j\beta_n} \left[\sum_{\ell=1}^{L_{\text{bi}}} h_{\ell}^{\text{bi}} x(t - \tau_{\ell} - \tau_k) \right] e^{j2\pi f_c t} \quad (10.18)$$

trong đó τ_k là trễ của đường truyền k từ RIS đến người dùng.

Cần tối ưu liên hợp của ma trận phản xạ $\tilde{\mathbf{Q}}$ và ấn định công suất phát trên M sóng mang con để đạt được cực đại tốc độ khả dụng trong các hệ thống OFDM, trong đó:

$$\tilde{\mathbf{Q}} = [\alpha_1 e^{j\beta_1}, \alpha_2 e^{j\beta_2}, \dots, \alpha_N e^{j\beta_N}]^T. \quad (10.19)$$

Bài toán tối ưu hóa này phức tạp vì thế một giải thuật hiệu quả dựa trên SCA (Sine Cosine Algorithm) đã được đề xuất trong đó triển khai Taylor bậc một được sử dụng để xấp xỉ hóa. Giải thuật đảm bảo hội tụ đến một điểm cố định nhưng cần đa thức phức tạp. Giải thuật CIR - Maximization được đề xuất cho phép độ phức tạp thấp hơn nhiều và hiệu năng gần bằng giải thuật dựa trên SCA. Đề tạo lập thiết kế chọn lọc tần số, có thể thiết kế các hệ số phản xạ RIS khác nhau cho các sóng mang con khác nhau để tăng tốc độ. Hạn chế chính của các hệ thống RIS MIMO OFDM là không có phản xạ thụ động phụ thuộc tần số. Trong các hệ thống RIS MIMO OFDM, tối ưu hóa liên hợp của phản xạ với ma trận phát đồng phương sai (Transmit Covariance Matrix) tại các sóng mang con khác nhau phải được thực hiện. Một giải thuật hiệu quả dựa trên AO (And-Or Star) đã được đề xuất để hỗ trợ cải thiện tốc độ trong các hệ thống MIMO OFDM.

Trong các phần dưới đây ta sẽ xét các phương pháp định vị với sự hỗ trợ của RIS. Trước hết ta xét tổng quan các phương pháp định vị

11. TỔNG QUAN CÁC NGUYÊN TẮC ĐỊNH VỊ

Phụ thuộc vào các đo đạc khác nhau, có thể chia các nguyên tắc định vị cơ bản thành các nhóm dưới đây.

11.1. ToA/TDoA

ToA/TDoA (Time of Arrival/ Time Difference of Arrival: thời gian tới/hiệu số thời gian tới) và các kỹ thuật dựa trên thời gian, dựa trên đo đạc thời gian truyền sóng giữa đích (Target) cần được xác định vị trí và một điểm tham chuẩn (Reference Point) hay còn được gọi là nút neo (Anchor Node) để hỗ trợ xác định vị trí.

11.1.1. ToA

ToA là kỹ thuật đơn giản và phổ biến nhất và nó được sử dụng trong các hệ thống định vị toàn cầu (GPS: Global Positioning System). Phương pháp dựa trên sự biết chính xác thời gian tín hiệu đến một điểm tham chuẩn và tốc độ truyền tín hiệu (thường là tốc độ ánh sáng). Khi biết được các thông số này, ta có thể tính được khoảng cách từ đích cần xác định vị trí đến điểm tham chuẩn theo phương trình đơn giản sau:

$$d = c \times t_{\text{arrival}} - t_{\text{sent}} = c \times \tau \quad (11.1)$$

Trong đó t_{sent} là thời gian tín hiệu được phát đi từ đích và t_{arrival} là thời gian tín hiệu này tới được điểm tham chuẩn và $\tau = t_{\text{arrival}} - t_{\text{sent}}$ là thời gian đến (ToA: time of arrival). Sử dụng khoảng cách này ta có thể xác định được tập các vị trí có thể có của đích. Trong định vị hai chiều, tập này tạo nên một đường tròn với phương trình sau:

$$d = \sqrt{x_{\text{ref}}^2 - x^2 + y_{\text{ref}}^2 - y^2} \quad (11.2)$$

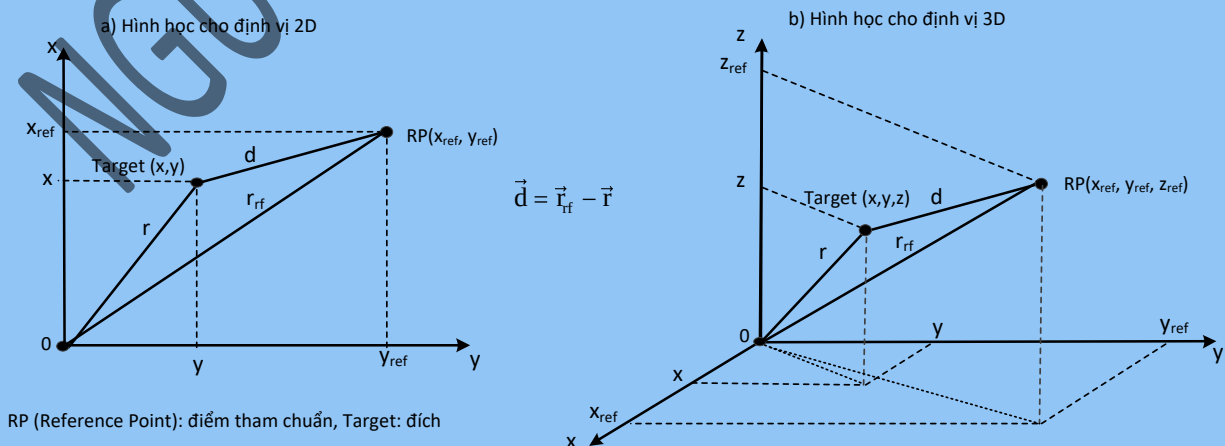
trong đó $x_{\text{ref}}, y_{\text{ref}}$ là tọa độ của điểm tham chuẩn và x, y là tọa độ của đích cần được xác định vị trí.

Trong hình học ba chiều (3D) tập này tạo nên một hình cầu với phương trình sau:

$$d = \sqrt{x_{\text{ref}}^2 - x^2 + y_{\text{ref}}^2 - y^2 + z_{\text{ref}}^2 - z^2} \quad (11.3)$$

trong đó $x_{\text{ref}}, y_{\text{ref}}$ và z_{ref} là tọa độ của điểm tham chuẩn và x, y, z là tọa độ của đích cần được xác định vị trí.

Hình 11.1 mô tả hình học cho định vị hai chiều (2D) và ba chiều (3D).



Hình 11.1. Hình học cho định vị hai chiều (2D) và ba chiều (3D) cho ToA

Khi tập này được tính toán đối với đủ các điểm tham chuẩn (ít nhất là 3 cho định vị hai chiều và 4 cho định vị ba chiều), vị trí chính xác của đích có thể được xác định bằng cách tìm điểm giao nhau của các đường tròn (2D) hoặc các hình cầu có tâm là các điểm tham chuẩn.

Giả thiết có N điểm tham chuẩn đặt tại (x_n, y_n) , ta có thể ký hiệu khoảng cách giữa đích và các điểm tham chuẩn n như sau:

$$d_n = c \times \tau_n, n = 1, 2, \dots, N \quad (11.4)$$

Trong đó $c=3.10^8\text{m/s}$ là tốc độ ánh sáng, τ_n là ToA tương ứng.

Xét kịch bản hai chiều (2D), vị trí của của điểm tham chuẩn là tâm của một đường tròn với bán kính là khoảng cách đo được:

$$d_n^2 = x_n - x^2 + y_n - y^2 \quad (11.5)$$

Trong đó vị trí (x_n, y_n) là vị trí của điểm tham chuẩn n và (x, y) là là điểm cắt giữa các đường tròn này, có thể được xác định từ các phương trình sau:

$$\begin{bmatrix} d_1^2 - r_1^2 \\ d_2^2 - r_2^2 \\ \dots \\ d_N^2 - r_N^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2x_1 & -2y_1 & 1 \\ -2x_2 & -2y_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -2x_N & -2y_N & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ r^2 \end{bmatrix} \quad (11.6)$$

trong đó d_n là khoảng cách từ điểm tham chuẩn đến đối tượng cần xác định vị trí , $r_n = \sqrt{x_n^2 + y_n^2}$ và $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ là khoảng cách đến vị trí của điểm tham chuẩn n và khoảng cách đến đối tượng cần xác định vị trí.

Tương tự đối với kịch bản 3D, vị trí của của điểm tham chuẩn là tâm của hình cầu với bán kính là khoảng cách đo được:

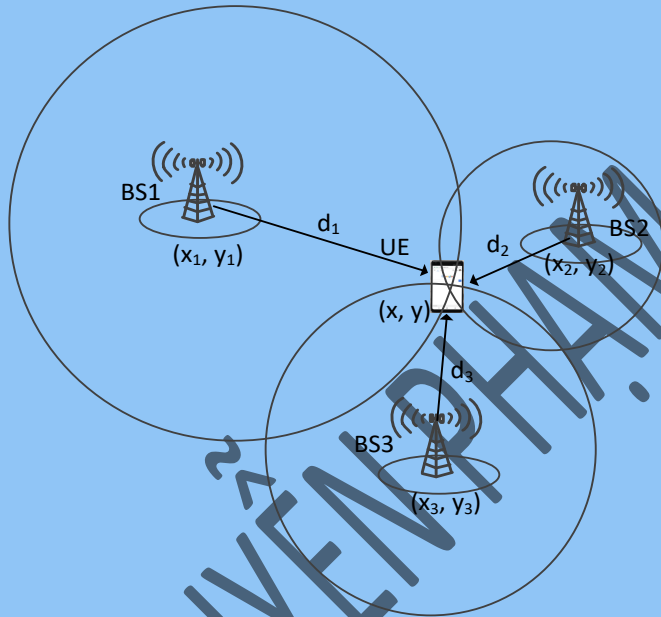
$$d_n^2 = x_n - x^2 + y_n - y^2 + z_n - z^2 \quad (11.7)$$

Trong đó vị trí (x_n, y_n, z_n) là vị trí của điểm tham chuẩn n và (x, y, z) là là điểm cắt giữa các hình cầu này, có thể được xác định từ các phương trình sau:

$$\begin{bmatrix} d_1^2 - r_1^2 \\ d_2^2 - r_2^2 \\ \dots \\ d_N^2 - r_N^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2x_1 & -2y_1 & -2z_1 & 1 \\ -2x_2 & -2y_2 & -2z_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -2x_N & -2y_N & -2z_N & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ r^2 \end{bmatrix} \quad (10.8)$$

trong đó d_n là khoảng cách từ điểm tham chuẩn đến đối tượng đo và $r_n = \sqrt{x_n^2 + y_n^2 + z_n^2}$, $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ là vị trí của điểm tham chuẩn n và vị trí của đối tượng cần xác định vị trí.

Hình 11.2 cho thấy kịch bản 3 BS được sử dụng làm các điểm tham chuẩn để định vị vị trí của UE.



Hình 11.2. Kịch bản 3 BS được sử dụng làm các điểm tham chuẩn để định vị vị trí của UE

11.1.2. TDoA

TDoA (Time Difference of Arrival: hiệu số thời gian đến) là kỹ thuật định vị phổ biến nhất thứ hai. Phương pháp này không đòi hỏi biết thời gian tín hiệu được phát từ đích, chỉ cần biết thời gian thu và tốc độ truyền tín hiệu. Khi thu được tín hiệu tại hai điểm tham chuẩn, ta có thể sử dụng hiệu số thời gian tới để tính hiệu khoảng cách giữa đích và các điểm tham chuẩn theo phương trình sau:

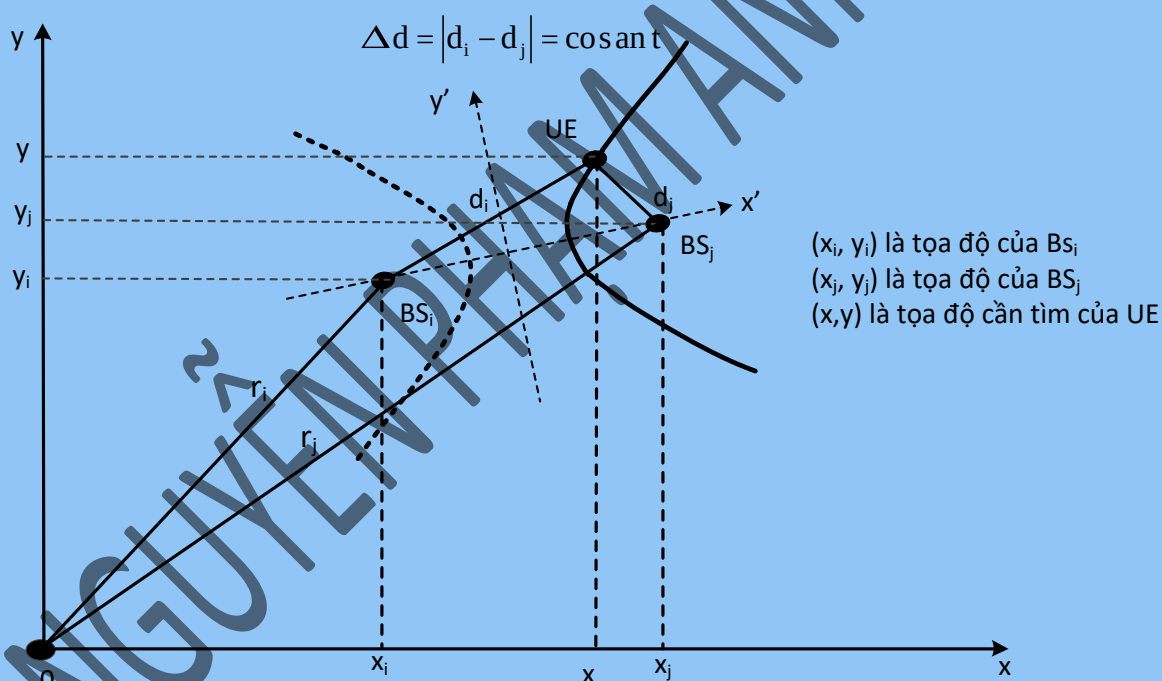
$$\Delta d = c \times \Delta t \quad (10.9)$$

trong đó c là tốc độ ánh sáng và Δt là hiệu số thời gian đến các điểm tham chuẩn.

Trong định vị hai chiều phương trình (10.9) dẫn đến

$$\Delta d = c \times t_i - t_j = \sqrt{x_i - x^2 + y_i - y^2} - \sqrt{x_j - x^2 + y_j - y^2} \quad (10.10)$$

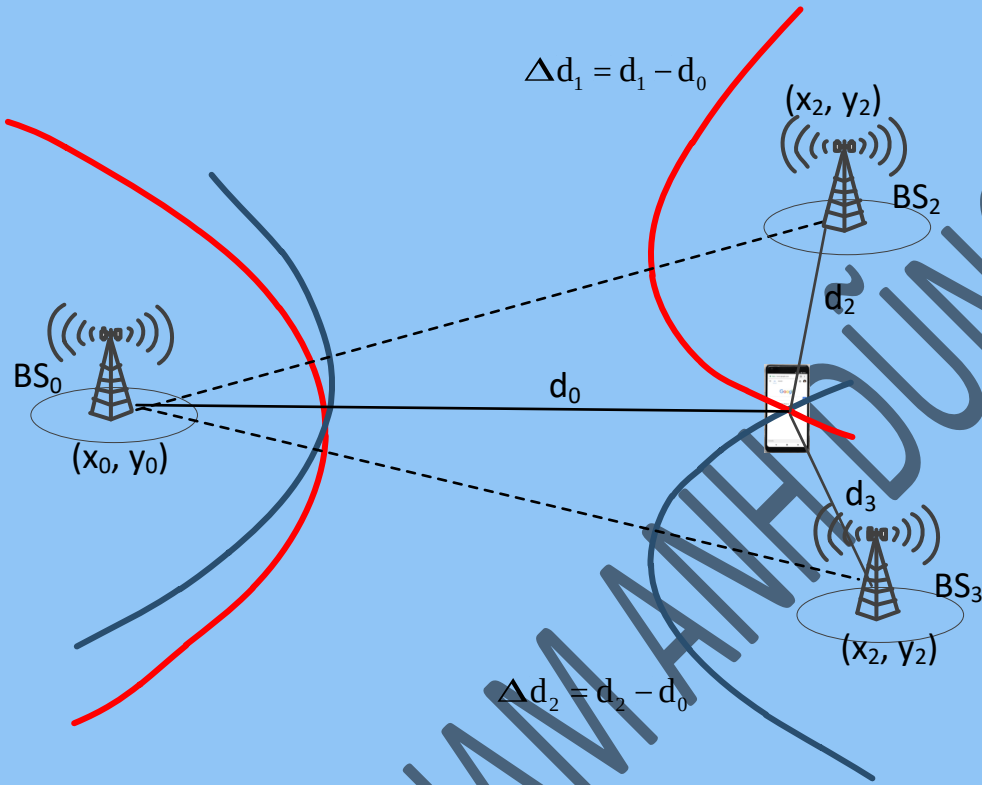
trong đó $c=3.10^8$ m/s là tốc độ ánh sáng, t_i và t_j là thời điểm thu được tín hiệu tại BS_i và BS_j . (x_i, y_i) và (x_j, y_j) là tọa độ của các BS tham chuẩn i và j , (x, y) là tọa độ của UE cần được xác định vị trí. Theo định nghĩa hyperbola trong toán học, hyperbol là tập hợp của tất cả các điểm mà giá trị tuyệt đối của hiệu số của các khoảng cách từ nó đến các điểm được gọi là tiêu cự là một hằng số. Vì thế nếu ta đặt hai BS_i và BS_j làm các điểm tham chuẩn, thì vị trí của UE cần tìm sẽ nằm trên hình hyperbol nhận hai BS này các các tiêu điểm. Hình 11.3 minh họa hình học cho định vị hai chiều (2D) cho TDoA.



Hình 11.3. Hình học cho định vị hai chiều (2D) cho TDoA

Vị trí cần tìm của UE sẽ là giao cắt của các đường parabol, trong đó mỗi đường parabol này có hai tiêu điểm là hai BS đóng vai trò hai điểm tham chuẩn. Hình 11.4 cho thấy định

vị theo TDoA bằng giao cắt của hai parabol, trong đó parabol thứ nhất (đường đỏ) được tạo ra bởi BS₁ và BS₂ còn parabol thứ hai (đường xanh) được tạo ra bởi BS₁ và BS₃.



Hình 11.4. Định vị dựa trên đo TDoA

Nếu ký hiệu d_0 là cách giữa BS và UE mà tại đó tín hiệu đến đầu tiên như hình 3 và sử dụng nó là chuẩn để tính các hiệu số còn lại thì ta có thể biểu diễn các hiệu số khoảng cách như sau:

$$\Delta d_i = d_i - d_0, i = 1, 2, \dots, N \quad (10.11)$$

Ta có thể viết hệ phương trình tính toán vị trí của UE đích như sau:

$$\begin{bmatrix} \ell_1 \\ \ell_2 \\ \vdots \\ \ell_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - x_0 & y_1 - y_0 & d_1 \\ x_2 - x_0 & y_2 - y_0 & d_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N - x_0 & y_N - y_0 & d_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ d_0 \end{bmatrix} \quad (10.12)$$

$$\text{Trong đó } \ell_i = r_i^2 - r_0^2 - \Delta d_i^2 / 2, r_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2} \text{ và } r_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \quad (10.13)$$

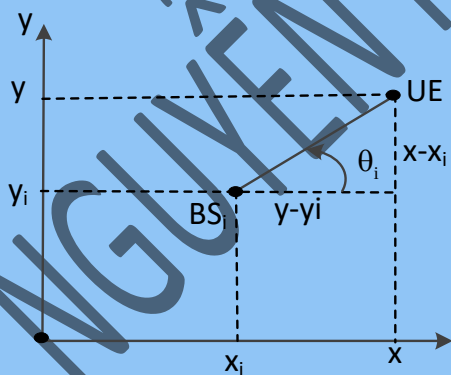
Có thể mở rộng cho các kịch bản 3D bằng cách thay thế các parabol bằng các bề mặt parabol tròn xoay (Paraboloid). Vì không cần thời gian truyền dẫn trực tiếp, hệ thống dựa trên TDoA giảm rất lớn yêu cầu đồng bộ giữa đích và các trạm tham chuẩn, do có thể đạt được đồng bộ giữa các trạm tham chuẩn dễ hơn nhiều so với giữa đích và các trạm tham chuẩn. Tuy nhiên mọi thứ đều có hai mặt, việc trừ các đo đạc ToA cũng dẫn đến tạp âm kết hợp khi định vị dựa trên TDoA. Định vị dựa trên TDoA thường được áp dụng trong các mạng tổ ong, vì các giao diện vô tuyến hiện thời chỉ có thể đảm bảo khả năng đồng bộ tại mức micro giây mà nếu áp dụng ToA sẽ dẫn đến sai số hàng trăm mét.

11.2. AoA/AoD

Thông tin AoA được rút ra bằng cách sử dụng các anten có tính hướng cao. Đo AoA xác định phương truyền sóng sóng tuyến đến mảng anten. Bằng cách sử dụng thông tin về phương chứ không phải khoảng cách đến các điểm tham chuẩn, đo dựa trên góc cung cấp thông tin định vị bổ trợ cho đo dựa trên khoảng cách đã xét ở trên. Coi rằng góc giữa trục x và đường phương vị tạo ra bởi BS_i tham chuẩn và UE đích là θ_i , ta có (xem hình 4):

$$\tan \theta_i = \frac{y - y_i}{x - x_i} \quad (11.14)$$

Trong đó (x_i, y_i) và (x, y) là tọa độ của BS_i tham chuẩn và tọa độ của UE cần được xác định, θ_i là góc tới (AoA).

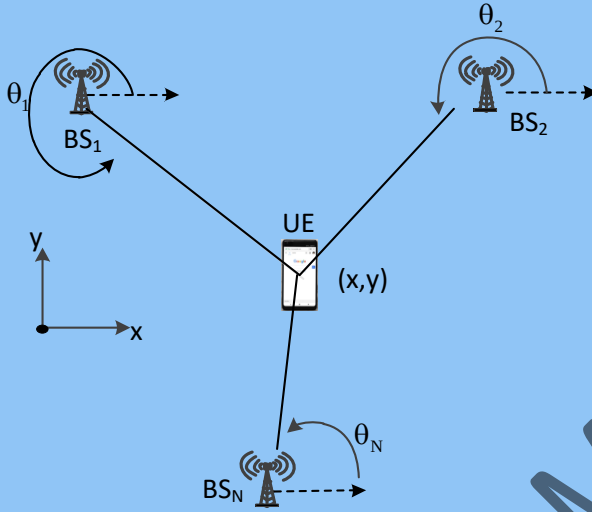


Hình 11.5. Hình học cho định vị hai chiều (2D) dựa trên AoA

Hệ thống định vị dựa trên AoA ước tính vị trí của thiết bị đích theo giao cắt của các đường nói trên (hình 11.6). Từ hình 11.6 ta có thể xây dựng hệ phương trình xác định tọa độ (x, y) của UE đích như sau:

$$\begin{bmatrix} y_1 - x_1 \tan g\theta_1 \\ y_2 - x_2 \tan g\theta_2 \\ \vdots \\ y_N - x_N \tan g\theta_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tan g\theta_1 & 1 \\ -\tan g\theta_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -\tan g\theta_N & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (11.15)$$

trong đó $i=1, 2, \dots, N$ là các đường truyền từ UE đến các BS tham chuẩn.



Hình 11.6. Định vị dựa trên đo AoA

Định vị dựa trên AoA/AoD được hoàn thiện bởi các mảng anten và giải thuật phân loại đa tín hiệu (MUSIC: Multiple Signal Classification) là một ứng dụng được sử dụng rộng rãi để đánh giá các góc của các tín hiệu tới. Tuy nhiên định vị 3D phức tạp hơn vì các góc được trình bày bởi các góc phương vị và các góc nâng, dẫn đến các phương trình không tuyến tính. Do sử dụng các mảng anten khối lượng lớn, các sơ đồ định vị dựa trên AoA/AoD đã được đưa vào các mạng 5G và được nghiên cứu nâng cấp cho các mạng 6G.

11.4. Định vị lai

Như đã đề cập ở trên, các phương pháp dựa trên thời gian đòi hỏi đồng bộ chặt chẽ còn các phương pháp dựa trên góc cần mảng anten, nhưng cả hai phép đo này có độ chính xác cao hơn là ít tốn kém hơn so với định vị bởi RIS. Ngoài ra nhận được thông tin RIS dễ hơn, trong khi các phương pháp RIS không đòi hỏi phần cứng đặc biệt, nhưng thông tin

cự ly dựa trên RIS là thô và các kết quả đo cùng độ tín hiệu nhạy cảm với các điều kiện kênh. Để đạt được độ chính xác tốt hơn, các giải thuật khác nhau sử dụng cho các phép đo lai đã được đề xuất. Phương pháp dựa trên ToA & AoA có thể nhận được bằng cách kết hợp các ma trận trong phương trình (11.6) và (11.15):

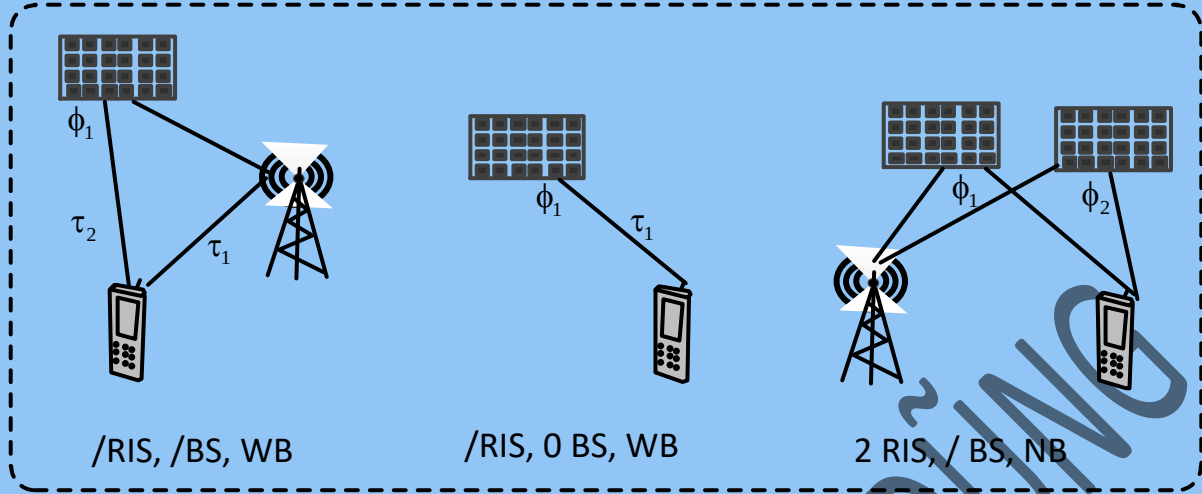
$$\begin{bmatrix} d_1^2 - r_1^2 \\ y_1 - x_1 \tan \theta_1 \\ d_2^2 - r_2^2 \\ y_2 - x_2 \tan \theta_2 \\ \vdots \\ d_N^2 - r_N^2 \\ y_N - x_N \tan \theta_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2x_1 & 2y_1 & 1 \\ -\tan \theta_1 & 1 & 0 \\ -2x_2 & -2y_2 & 1 \\ -\tan \theta_2 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -2x_N & -2y_N & 1 \\ -\tan \theta_N & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ r^2 \end{bmatrix} \quad (11.16)$$

trong đó $r = \sqrt{x^2 + y^2}$.

12. ĐỊNH VỊ VÀ CẢM BIẾN VỚI HỖ TRỢ CỦA RIS

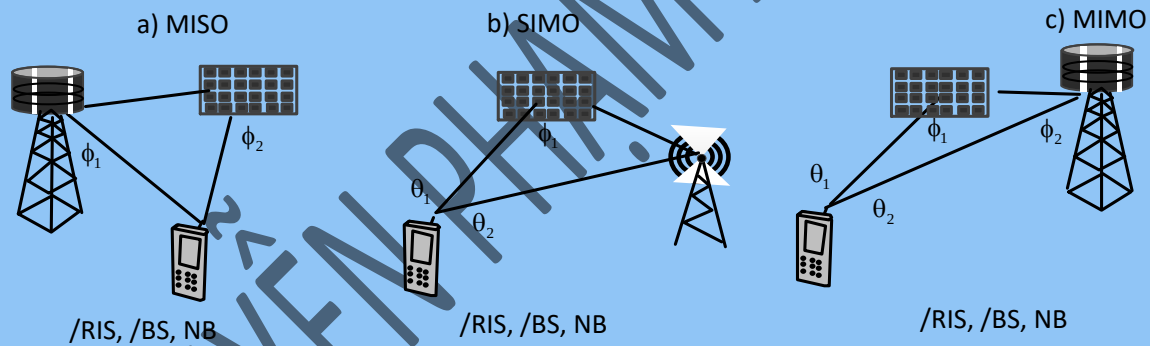
12.1. Các kịch bản định vị

Với định vị tổ ong, có thể ước tính vị trí thiết bị người dùng (UE: User Equipement) dựa trên các kết quả đo khác nhau từ tín hiệu thu, bao gồm: ToA (Time of Arrival: thời gian tới), RTT (Round Trip Time: thời gian trễ trọn vòng) và AoD (Angle of Departure: góc khởi hành). Có thể phân loại các kịch bản như sau: định vị SISO (hình 12.1) và định vị MISO, định vị SIMO và định vị MIMO (hình 12.2). Các ký hiệu trên các hình này như sau: τ ký hiệu cho TOA, ϕ và θ ký hiệu cho AOD và AOA.



ϕ là góc AoD (góc khởi hành), τ là ToA (thời gian tới), WB (Widband: băng rộng), NB (Narrowband: băng hẹp).

Hình 12.1. Định vị SISO



ϕ là góc AoD (góc khởi hành), θ là góc tới (AoA), NB (Narrowband: băng hẹp).

Hình 12.2. Định vị MISO (a), định vị SIMO (b) và định vị MIMO (c)

12.1.1. Định vị SISO

Trong kịch bản này BS và UE chỉ có một anten. Trong hệ thống SISO với 1 RIS và 1 BS (hình 12.a), các hoa tiêu băng hẹp (NB: Narrow Band) được sử dụng để đo các ToA (τ_1 , τ_2) cho các đường truyền trực tiếp và các đường được RIS phản xạ (BS-RIS-USER). Từ các đo đạc này ta có thể tính được Tdoa (Time Difference of Arrival: hiệu số thời gian

tới) và hyperboloid (hyperbol tròn xoay, hình không gian nhận được bằng cách xoay hyperbol xung quanh trục của nó) trong không gian 3D. Dựa trên các lý lịch pha của RIS tại các thời điểm truyền dẫn khác nhau có thể ước tính được AoD (ϕ_1) từ RIS đến UE và được chuyển đổi hình học vào bán đường thẳng (Half-Line). Vị trí của UE được tính toán thông qua giao cắt của bán đường thẳng này với hyperboloid nói trên.

Trong hệ thống SISO không có BS (hình 12.1b), có thể đo RTT và AoD từ RIS đến UE. Về mặt hình học, chúng tương ứng với hình cầu có tâm điểm tại RIS và một bán đường thẳng xuất phát tại RIS. Giao điểm của hai hình này cho ta ước tính vị trí UE.

Trong hệ thống SISO với 2 (nhiều hơn 1) RIS và 1 BS (hình 11.c), có thể định vị UE thậm chí bằng báo hiệu băng hẹp (NB: Narrow Band) (báo hiệu này không cho phép ước tính ToA) thông qua giao cắt hai bán đường thẳng tương ứng với các AoD (ϕ_1, ϕ_2) từ RIS. Đường truyền trực tiếp BS-UE không mang bất kỳ thông tin vị trí nào vì thế định vị có thể được thực hiện ngay cả khi đường truyền trực tiếp bị chặn.

12.1.2. Định vị MISO, định vị SIMO và định vị MIMO

Trong kịch bản định vị MISO (hình 12.2a), BS được trang bị nhiều anten trong khi UE chỉ có một anten. Vị trí của UE được ước tính bởi giao cắt giữa hai bán đường thẳng tương ứng với hai AoD (ϕ_1, ϕ_2) từ BS và từ RIS.

Trong kịch bản định vị SIMO (hình 12.2b), UE được trang bị nhiều anten còn BS chỉ có một anten. Hai AoA (θ_1, θ_2) và một AoD (ϕ_1) từ RIS được đo. Sử dụng hai AoA, ta có thể có thể ước tính được vị trí của người dùng trên hình xuyên trục chính (Spindle Torus) thông qua giao cắt của nó với đường AoD (tương ứng với vị trí của UE). Khi này phương của UE có thể được ước tính thông qua hai AoA.

Trong kịch bản định vị MIMO (hình 12.2c), cả hai BS và UE đều được trang bị nhiều anten. Vị trí của UE được ước tính theo hai AoD (ϕ_1, ϕ_2) dựa trên giao cắt hai bán đường thẳng tương ứng. Phương UE có thể được rút ra từ hai AoA (θ_1, θ_2).

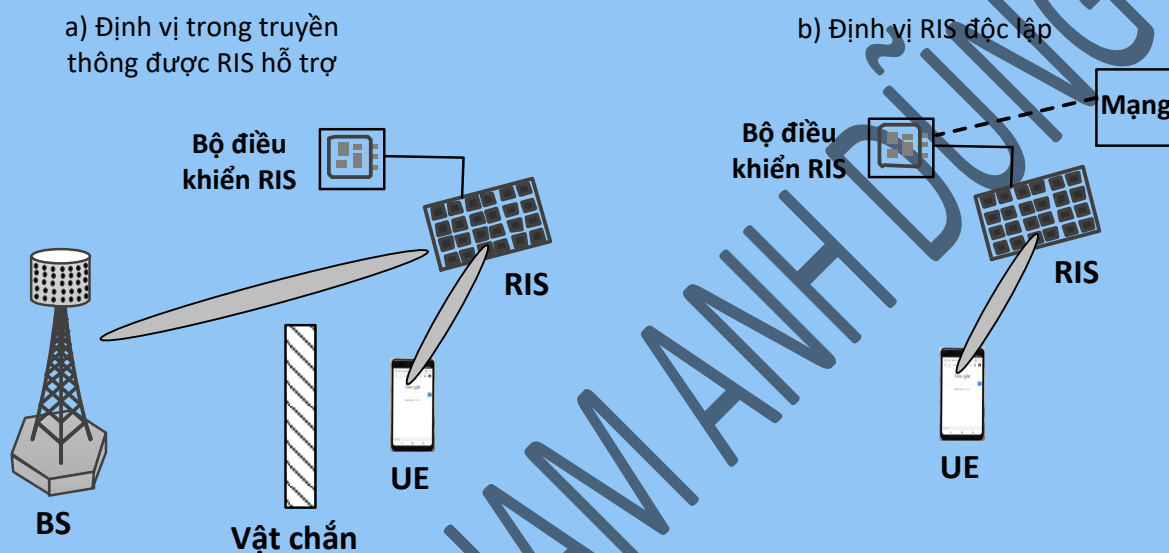
12.1.3. Định vị được RIS hỗ trợ và định vị bởi RIS độc lập

Trong 3GPP, định vị có thể được thực hiện từ mạng (BS) và (hoặc) từ phía UE. Các tiêu chuẩn của 3GPP hỗ trợ định vị dựa trên hiệu số thời gian như hiệu số thời gian tới đường xuống đường lên (DL/UL TdoA: Downlink/Uplink Time Difference of Arrival) và dựa

trên góc khởi hành và góc tới (AoD và AoA). Khi RIS tham gia và định vị, hai kịch bản có thể được xét:

- Định vị được RIS hỗ trợ (RIS Assisted Localization) và
- định vị với RIS độc lập (RIS Standalone Localization)

Hình 12.3 cho thấy các kịch bản định vị trong truyền thông được RIS hỗ trợ và định vị với RIS độc lập.



Hình 12.3. Định vị được RIS hỗ trợ (a) và định vị với RIS độc lập (b)

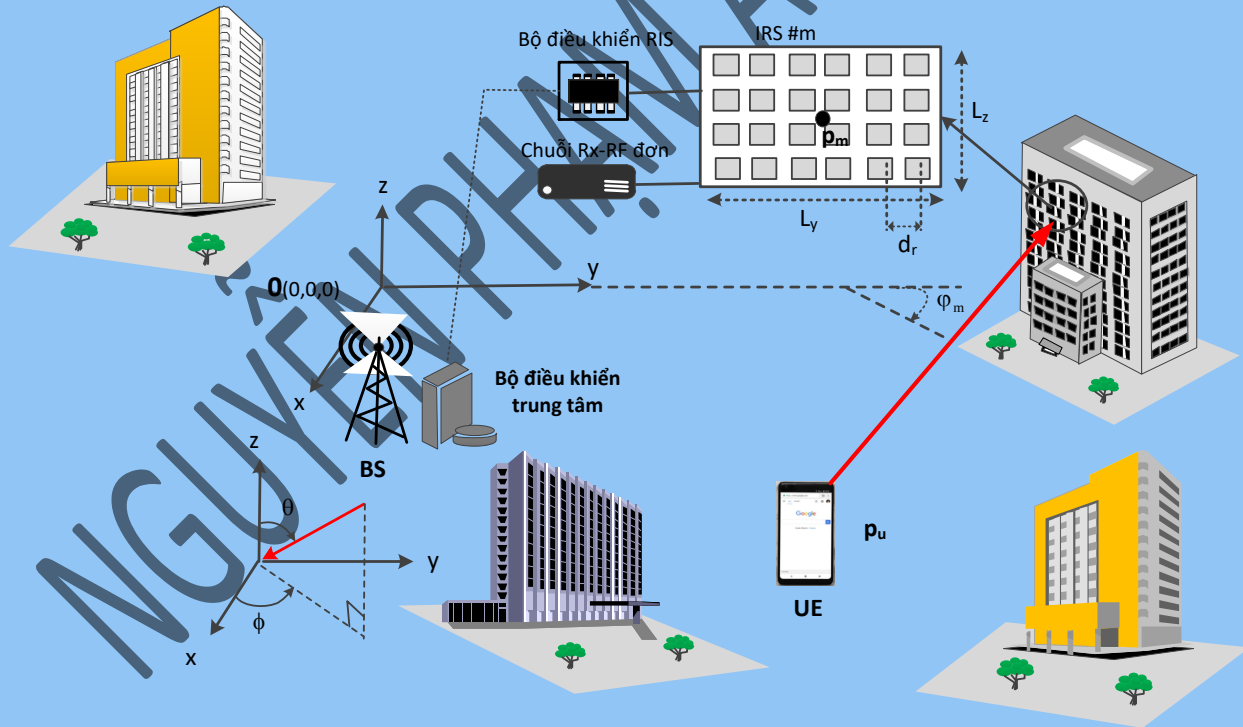
Định vị được RIS hỗ trợ đề cập đến trường hợp trong đó RIS hỗ trợ mạng và UE để ước tính vị trí như kịch bản trên hình 30a. Định vị với RIS độc lập đề cập đến trường hợp trong đó chủ yếu RIS và UE tham gia ước tính vị trí nhưng mạng vẫn tham gia hỗ trợ định vị còn UE không hề biết như kịch bản trên hình 22b.

Trong truyền thông được RIS hỗ trợ có ba đường kênh (BS-RIS-UE). Có thể phân loại các đường truyền này thành: đường truyền BS-RIS, đường truyền RIS-UE và đường truyền trực tiếp (BS-UE). Vì thế khi xem xét định vị được RIS hỗ trợ cần phân tích thêm xem có đường truyền trực tiếp hay không. Vì khi có đường truyền trực tiếp, định vị UE có thể tái sử dụng các kỹ thuật sử dụng hiện có và tăng cường thêm với sự hỗ trợ của RIS. Ngoài ra các chế độ hoạt động chẳng hạn trường xa (Far Field) và trường gần (Near Field) có thể có các nhân tố ảnh hưởng lên độ chính xác ước tính vị trí. Thêm vào đó, đối với kiểu RIS liên quan đến RIS bán tích cực hoặc RIS tích cực, số các phần tử tham gia định vị có thể ảnh hưởng lên ước tính vị trí. Cuối cùng, việc thiết lập anten (SISO, MISO hay MIMO) giữa BS và UE phải được đặc tả như là một trong các nhân tố cần được xem

xét đối với định vị được RIS hỗ trợ. Đối với định vị RIS độc lập, cần xem xét đường truyền trực tiếp có bị chặn hoặc bị ảnh hưởng nghiêm trọng hay không và có thể không sử dụng được cho mục đích định vị.

12.2. Mô hình hệ thống định vị không dây nhiều RIS

Hình 12.4 cho thấy một hệ thống định vị không dây nhiều RIS bao gồm một BS, một người dùng với anten đơn, và M RIS mặt phẳng, mỗi RIS được trang bị một chuỗi thu vô tuyến (Rx-RF chain). Giả thiết các RIS này được kết nối đến BS đóng vai trò bộ điều khiển trung tâm thông qua cáp hoặc một liên kết vô tuyến tần thấp. Mỗi RIS gồm một số lượng lớn các phần tử có thể thay đổi pha sóng tới với kích thước $L_e \times L_e$ nhỏ hơn bước sóng. Kích thước của RIS là $L_y \times L_z$, trong đó L_y là chiều rộng và L_z là chiều dài của bề mặt. Giả thiết khoảng cách giữa hai phần tử liên kề là d_r . Tổng số các phần tử của RIS là $N = N_y \times N_z$, trong đó $N_y = L_y/d_r$ và $N_z = L_z/d_r$.



Hình 12.4. Minh họa sơ đồ một hệ thống định vị không dây nhiều RIS bao gồm một BS, một người dùng với anten đơn, và M RIS mặt phẳng

Quy định ký hiệu cho các công thức dưới đây như sau. Các chữ hoa và chữ thường đậm ký hiệu cho các ma trận và các vectơ. $\mathbf{A}_{i,j}$ trình bày phần tử trong dòng i và cột j của ma trận $\mathbf{A}$. $\text{vec}(\mathbf{A})$ ký hiệu cho một vectơ có các phần tử là các cột được xếp chồng của ma trận $\mathbf{A}$. $\mathbf{I}_{i \times i}$ và $\mathbf{I}_i$ ký hiệu cho một ma trận kích thước $i \times i$ và một vectơ kích thước i với tất cả các phần tử đều là một. $\mathbf{0}_i$ ký hiệu cho một vectơ kích thước i với tất cả các phần tử là không. $\|\mathbf{A}\|$ và $\mathbf{A}^T$ ký hiệu cho chuẩn Frobenius và chuyển vị ma trận $\mathbf{A}$. $\mathbb{E}\{\cdot\}$ ký hiệu cho kỳ vọng và $\mathcal{U}(a,b)$ ký hiệu cho phân bố đồng đều giữa a và b . Ngoài ra $\mathbb{R}, \mathbb{C}$ ký hiệu cho tập các số thực và các số ảo. Cuối cùng $\mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\Sigma})$ ký hiệu cho biến ngẫu nhiên Gauss phức có vectơ trung bình $\boldsymbol{\mu}$ và ma trận hiệp phương sai $\boldsymbol{\Sigma}$.

Ta xét hệ thống tọa độ trong đó tâm của của RIS# m với $m=1, 2, \dots, M$ được định nghĩa bởi $\mathbf{p}_m \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ và phương của nó đã được biết (xét về góc phương vị) và được ký hiệu bằng φ_m . Vị trí của người dùng được ký hiệu $\mathbf{p}_u \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ chưa được biết và cần được xác định. Để thực hiện điều này người dùng phát quảng bá T ký hiệu hoa tiêu s_t với $t=1, 2, \dots, T$. Ta ký hiệu tín hiệu bằng gốc thu được trong khe thời gian t tại chuỗi Rx- RF là $x_{m,t}$ và biểu diễn nó như sau:

$$x_{m,t} = \text{vec} \mathbf{Q}_{m,t}^T [\text{vec} \mathbf{H}_m s_t + \mathbf{v}_{m,t}] \quad (12.1)$$

Trong đó $\mathbf{Q}_{m,t} \in \mathbb{C}^{N_y \times N_z}$ là cấu hình dịch pha tại RIS# m trong khe thời gian t là một ma trận có dạng sau:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{1,1} & q_{1,2} & \cdots & q_{1,N_z} \\ q_{2,1} & q_{2,2} & \cdots & q_{2,N_z} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ q_{N_y,1} & q_{N_y,2} & \cdots & q_{N_y,N_z} \end{bmatrix} \quad (12.2)$$

Ma trận $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N_y \times N_z}$ là ma trận kênh giữa người dùng và RIS# m , có dạng sau:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_z} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_z} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_y,1} & h_{N_y,2} & \cdots & h_{N_y,N_z} \end{bmatrix} \quad (12.3)$$

Vector $\mathbf{v}_{m,t} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ thể hiện tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN) có phân bố $\mathcal{CN}(\mathbf{0}_N, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ và có dạng sau:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{bmatrix} \quad (12.4)$$

vec $\mathbf{Q}_{m,t} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ và vec $\mathbf{Q}_{m,t}^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ xếp chồng các cột của ma trận $\mathbf{Q}_{m,t}$ và ma trận đảo của nó. vec $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ xếp chồng các cột của ma trận $\mathbf{H}_m$.

Để tiện cho phân tích ta viết lại phương trình (1) như sau:

$$x_{m,t} = g_{m,t} s_t + \text{vec } \mathbf{Q}_{m,t}^T \mathbf{v}_{m,t} \quad (12.5)$$

Trong đó

$$g_{m,t} = \text{vec } \mathbf{Q}_{m,t}^T \text{vec } \mathbf{H}_m \quad (12.6)$$

$g_{m,t} \in \mathbb{C}$ là kênh hiệu dụng giữa người dùng và RIS#m bao hàm cả cấu hình dịch pha của của RIS#m tại thời điểm t.

12.3. Định vị trường xa

12.3.1. Mô hình định vị tổng quát

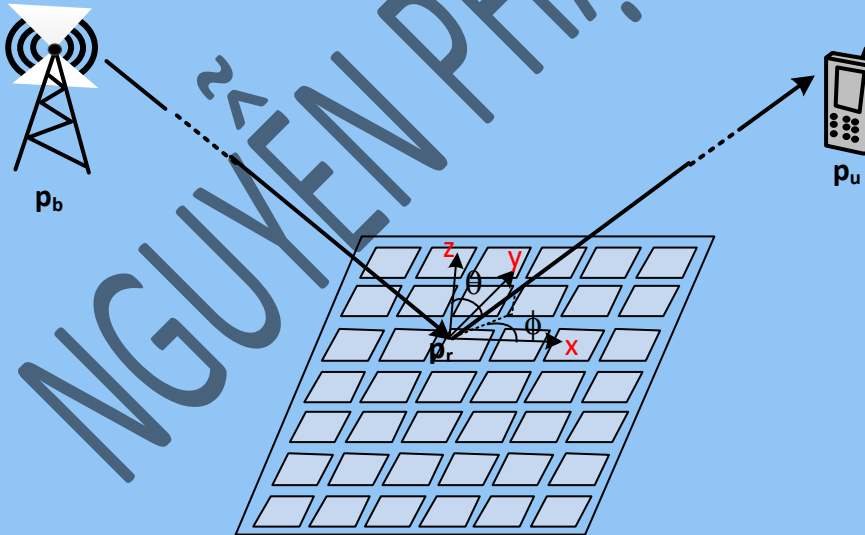
Trong phần này ta xét mô hình trường xa dựa trên các thông số đường truyền của hệ thống giữa người dùng (User) và RIS#m. Theo định nghĩa, vùng xa là vùng mà tại đó có thể coi mặt sóng (Wave Front) của tín hiệu đập lên RIS là mặt phẳng, đặc biệt là sai khác

pha tối thiểu của tín hiệu thu trên RIS không vượt quá $\pi/8$. Dựa trên định nghĩa này, người dùng nằm trong vùng xa của RIS#m khi thỏa mãn điều kiện khoảng cách giữa RIS và người dùng lớn hơn không cách Fraunhofer : $R_{\text{fraunhofer}} = \frac{2L^2}{\lambda}$ (m), trong đó L là kích thước vật lý của RIS và λ là bước sóng (xem hình 5.1). Đối với trường hợp RIS có hình chữ nhật với L_y là chiều rộng và L_z là chiều dài, không cách này phải thỏa mãn:

$$d_{m,1} \geq \frac{2 L_y^2 + L_z^2}{\lambda} \quad (12.7)$$

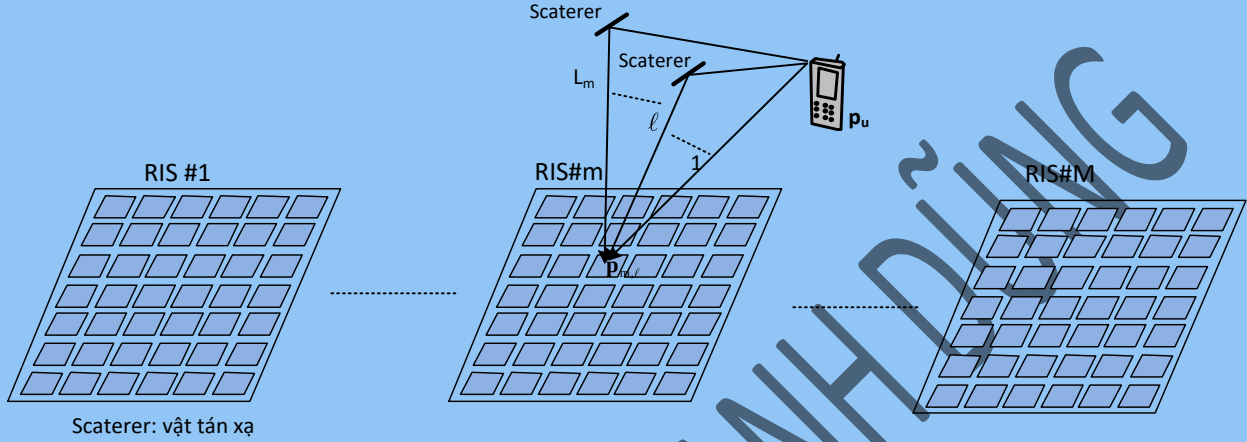
Trong đó $d_{m,1}$ là khoảng cách giữa người dùng và tâm của RIS#m và λ là bước sóng của tín hiệu.

Hình 12.5 cho thấy chế độ SISO được thiết lập với BS và UE đều nằm trong vùng trường xa trong đó khoảng cách giữa UE và BS lớn hơn nhiều so với kích thước của RIS. Trong trường hợp này có thể trình bày kênh không dây bằng AoD và các góc nâng cao θ , góc phương vị ϕ



Hình 12.5. Chế độ trường xa của truyền sóng được hỗ trợ bởi RIS

Hình 12.5 cho thấy mô hình kịch bản định vị với nhiều RIS ($m=1, 2, \dots, M$), trong đó UE phát đi các ký hiệu hoa tiêu. Do các bộ tán xạ (Scaterer) sẽ xảy ra nhiều đường truyền đến một phần tử phản xạ của RIS.



Ký hiệu: $\mathbf{p}_{m,\ell}$ ký hiệu cho vị trí một của phần tử của RIS trên đường truyền ℓ , $\mathbf{p}_u$ ký hiệu cho vị trí người dùng

Hình 12.5. Mô hình kịch bản định vị trong đó UE phát đi các ký hiệu hoa tiêu

Để định vị, UE sẽ phát một chuỗi hoa tiêu đến RIS, ó thể trình bày tín hiệu thu của ký hiệu s tại đầu ra của chuỗi vô tuyến thu (Rx-RF chain) của RIS# m tại khe t ($t=1,2,\dots,T$) như sau:

$$\mathbf{y}_{m,t} = \mathbf{q}_{m,t}^T \sum_{\ell=1}^{L_m} \mathbf{h}_{m,\ell} \boldsymbol{\alpha}_{\theta_m, \phi_m} s + \mathbf{q}_{m,t}^T \mathbf{v}_{m,t} \quad (12.8)$$

Trong đó $\mathbf{q}_{m,t} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{q}_{m,t}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ là vector cấu hình dịch pha, vector đáp ứng không gian $\boldsymbol{\alpha}_{\theta_m, \phi_m} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ đối với góc nâng cao và góc phương vị của góc tới AoA: $\theta_m \in [0, \pi]$ và $\phi_m \in [0, 2\pi]$ của tín hiệu UE qua truyền sóng đa đường theo hệ thống tọa độ có gốc tọa độ là $\mathbf{p}_m$ (điểm tham chuẩn của RIS# m), được biểu diễn như sau:

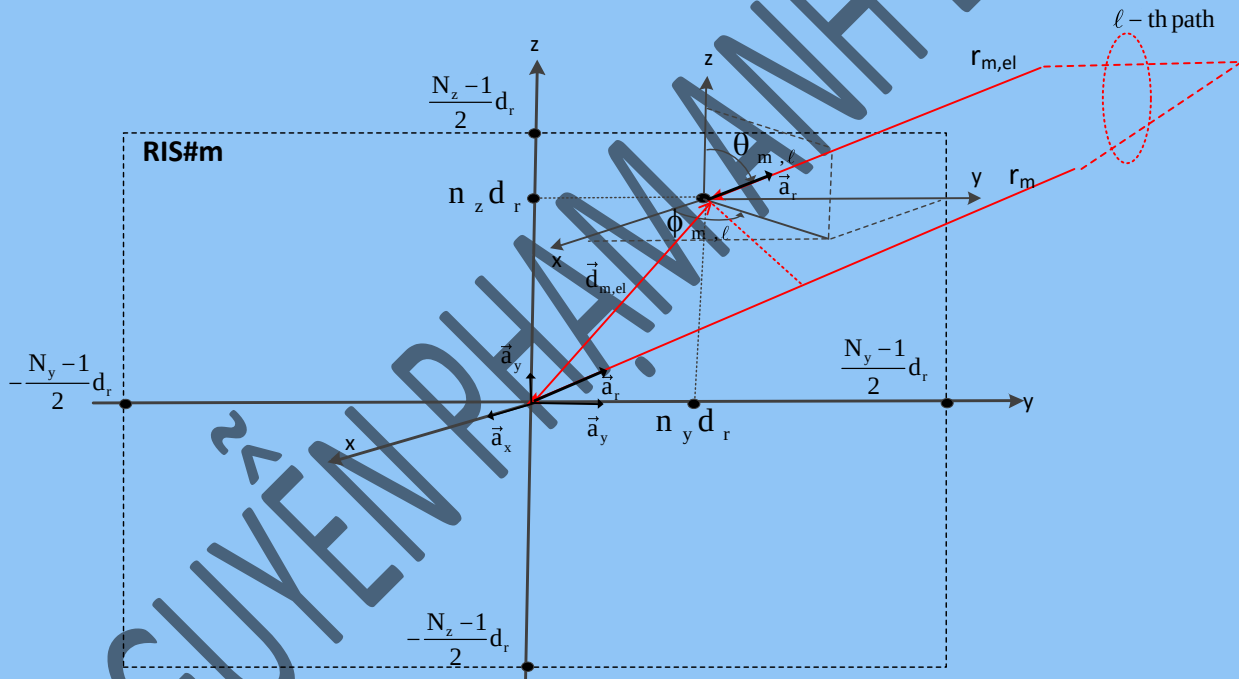
$$\boldsymbol{\alpha}_{\theta_m, \phi_m} = [\alpha_1 \theta_m, \phi_m \quad \alpha_2 \theta_m, \phi_m \quad \cdots \quad \alpha_N \theta_m, \phi_m]^T$$

với $n=1, 2, \dots, N$ và

$$\alpha_n \theta_m, \phi_m = \exp[\mathbf{p}_{m,n}^T \mathbf{k}_{\theta_m, \phi_m}] \quad (12.9)$$

Giả thiết có M RIS và mỗi RIS chứa N phần tử và được thực hiện bởi kiến trúc vô tuyến thu (RX-RF) đơn. Người dùng phát quảng bá một ký hiệu hoa tiêu s với công suất P . Giả thiết rằng có L_m đường kênh khác nhau giữa người dùng và RIS# m dọc theo tuyến kênh ℓ như trên hình 12.5 và mỗi RIS thu ký hiệu này T lần ($t=1, 2, \dots, T$), trong đó trong thời gian mỗi lần lặp một hồ sơ pha khác được sử dụng. Ngoài ra ta ký hiệu $\phi_{m,\ell} \in [0, 2\pi]$ và $\theta_{m,\ell} \in [0, \pi]$ là các góc phương vị và góc nâng cao của của sóng tới từ người dùng đến tâm của RIS# m xuyên qua bộ tán xạ. Không mất tính tổng quát, ta giả thiết $\ell=1$ là tuyến kênh của đường truyền trực xạ (LoS).

Hình 12.7 cho thấy các thông số của góc tới AoA đến phần tử của RIS# m của đường truyền ℓ và các thông số để xác định đáp ứng không gian của một phần tử của RIS# m là l_e .



Hình 12.7. Các thông số của góc tới AoA đến phần tử của RIS# m của đường truyền ℓ và các thông số để xác định đáp ứng không gian của RIS# m theo góc tới AoA

Các ký hiệu trên hình vẽ như sau:

$r_{m,\ell}$ và r_m ký hiệu cho đường truyền đến một phần tử của RIS# m và đường truyền đến tâm của RIS# m . $\vec{a}_x, \vec{a}_y, \vec{a}_z$ ký hiệu cho các vector đơn vị của hệ tọa độ Descartes, $r_{m,\ell}$ và r

ký hiệu cho các đường truyền từ người dùng đến một phần tử của RIS#m và đến tâm của RIS#m (vì ở vùng trường xa nên ta coi rằng các đường truyền này song song với nhau) $\vec{a}_r$ ký hiệu cho vector đơn vị của đường truyền r_m và đường truyền $r_{m,\ell}$, $\vec{d}_{m,\ell}$ ký hiệu cho vector khoảng cách từ tâm RIS#m đến một phần tử của RIS#m. $\phi_{m,\ell}$ và $\theta_{m,\ell}$ ký hiệu cho góc phương vị và góc nâng cao của góc tới (AoA) một phần tử của RIS# đối với đường ℓ từ người dùng.

Dựa theo giả định trên, ta biểu diễn $\mathbf{H}_m$ là tổ hợp của hai thành phần: thành phần trực xạ (LoS) thành phần không trực xạ (NLoS). Khi này ta có thể viết $\mathbf{H}_m$ như sau:

$$\mathbf{H}_m = \sum_{\ell=1}^{L_m} h_{m,\ell} \boldsymbol{\alpha}_{\phi_{m,\ell}, \theta_{m,\ell}} = \underbrace{h_{m,1} \boldsymbol{\alpha}_{\phi_{m,1}, \theta_{m,1}}}_{\text{LoS component}} + \underbrace{\sum_{\ell=2}^{L_m} h_{m,\ell} \boldsymbol{\alpha}_{\phi_{m,\ell}, \theta_{m,\ell}}}_{\text{NLoS component}} \quad (12.13)$$

trong đó $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N_y \times N_z}$ là ma trận kênh giữa người dùng và RIS#m, $\boldsymbol{\alpha}_{\phi_{m,\ell}, \theta_{m,\ell}} \in \mathbb{C}^{N_y \times N_z}$ đặc trưng cho đáp ứng không gian của RIS#m theo góc tới AoA, ($\phi_{m,\ell}$ và $\theta_{m,\ell}$).

Ta có thể viết lại phương trình (12.13) và dạng sau:

$$\mathbf{H}_m = \mathbf{H}_{m,1} + \underbrace{\sum_{\ell=2}^{L_m} h_{m,\ell} \boldsymbol{\alpha}_{\phi_{m,\ell}, \theta_{m,\ell}}}_{\text{NLoS component}} \quad (12.14)$$

trong đó

$$\mathbf{H}_{m,1} = h_{m,1} \boldsymbol{\alpha}_{\phi_{m,1}, \theta_{m,1}} \quad (12.15)$$

là ma trận kênh của đường truyền LoS.

Không mất tính tổng quát, ta coi miệng mở (Aperture) nằm trong mặt phẳng zoy của hệ tọa độ Descartese. Giả thiết N_y và N_z là các số lẻ, ta có thể biểu diễn phân tử (n_y, n_z) so với tâm của RIS là $(x,y,z) = (0, n_y d_r, n_z d_r)$, trong đó $n_y = \left(-\frac{N_y-1}{2}, \dots, \frac{N_y-1}{2} \right)$ và

$$n_z = \left(-\frac{N_z-1}{2}, \dots, \frac{N_z-1}{2} \right).$$

Đáp ứng không gian của mạng RIS#m thể hiện sai pha giữa đường truyền đến phần tử mảng và đường truyền đến tâm mảng được xác định dựa trên hiệu số quãng đường đi giữa hai đường này. Hiệu số này là hình chiếu của khoảng cách từ tâm mảng đến phần tử được xét lên đường truyền

đến tâm mảng. Từ hình 12.7 ta thấy nó chính là hình chiếu của vector $\vec{d}_{m,el}$ và được xác định như là tích vô hướng sau:

$$\begin{aligned}\vec{d}_{m,el} \cdot \vec{a}_r &= \vec{a}_y n_y d_r + \vec{a}_z n_z d_r = \vec{a}_x \sin \theta_{m,\ell} \cos \phi_{m,\ell} + \vec{a}_y \sin \theta_{m,\ell} \sin \phi_{m,\ell} + \vec{a}_z \cos \theta_{m,\ell} \\ &= d_r [\sin \theta_{m,\ell} \sin \phi_{m,\ell} + \cos \theta_{m,\ell}] = d_r [n_y \alpha_{m,\ell,y} + n_z \alpha_{m,\ell,z}]\end{aligned}\quad (12.16)$$

Trong đó $\alpha_{m,\ell,y} = \sin \theta_{m,\ell} \sin \phi_{m,\ell}$ và $\alpha_{m,\ell,z} = \sin \theta_{m,\ell} \cos \phi_{m,\ell}$

Như vậy đáp ứng của phần tử n_y, n_z sẽ được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned}\left[\alpha_{m,\ell}, \phi_{m,\ell}, \theta_{m,\ell} \right]_{n_y, n_z} &= e^{jk \vec{d}_{m,el} \cdot \vec{a}_r} \\ &= e^{jk d_r [n_y \alpha_{m,\ell,y} + n_z \alpha_{m,\ell,z}]}\end{aligned}\quad (12.17)$$

trong đó $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ là thừa số sóng và λ là bước sóng của tín hiệu thu.

Có thể lập cấu hình cho từng phần tử của RIS để tạo ra các dịch pha khác nhau cho tín hiệu phát và thu. Giả sử $\mathbf{Q}_{n_y, n_z} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\beta_{n_y, n_z, m, t}}$ là trọng số tạo búp (Beamforming Weight) của phần tử (n_y, n_z) , trong đó $\beta_{n_y, n_z, m, t}$ là dịch pha tương ứng tại thời điểm t .

Từ phương trình (12.6) ta có thể biểu diễn kênh hiệu dụng bao hàm cả dịch pha nói trên tại thời điểm phát ký hiệu t như sau:

$$\mathbf{g}_{m,t} = \sum_{\ell=1}^{L_m} \text{vec } \mathbf{Q}_{m,t}^T \text{vec } \mathbf{H}_{m,\ell} \quad (12.18)$$

Trong đó ℓ ký hiệu cho đường truyền ℓ , $\text{vec } \mathbf{Q}_{m,t} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ và $\text{vec } \mathbf{Q}_{m,t}^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ xếp chồng các cột của ma trận $\mathbf{Q}_{m,t}$ và ma trận đảo của nó. $\text{vec } \mathbf{H}_{m,\ell} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ xếp chồng các cột của ma trận $\mathbf{H}_m$,

$$\alpha_{m,\ell,y} = \sin \theta_{m,\ell} \sin \phi_{m,\ell} \text{ và } \alpha_{m,\ell,z} = \sin \theta_{m,\ell} \cos \phi_{m,\ell} \quad (12.19)$$

Khai triển phương trình (12.19) ta được:

$$\begin{aligned}
 g_{m,t} &= \sum_{\ell=1}^{L_m} h_{m,\ell} \sum_{n_y=-\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} \sum_{n_z=-\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} [\mathbf{Q}_{m,t}]_{n_y,n_z} \times [\mathbf{H}_{m,\ell}]_{n_y,n_z} \\
 &= \sum_{\ell=1}^{L_m} h_{m,\ell} \sum_{n_y=-\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} \sum_{n_z=-\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\beta_{n_y n_x, m, t}} \times e^{jkd_r n_y \alpha_{m,\ell,y} + n_z \alpha_{m,\ell,z}}
 \end{aligned} \tag{12.20}$$

Tại sóng mm và các băng tần THz, công suất thành phần LoS lớn hơn nhiều công suất của thành phần NLoS. Vì thế ta sẽ tập trung lên xét liên kết LoS để nhận được viều thức dạng kín cho kênh giữa người dùng và các RIS.

Hệ số kênh của đường truyền LoS được xác định như sau:

$$h_{m,1} = \sqrt{F} \frac{\lambda}{4\pi d_{m,1}} e^{j\phi_{m,1}} \tag{12.21}$$

Trong đó F xét đến ảnh hưởng của kích thước và mẫu phát xạ công suất của phần tử, $\psi_{m,1} \sim \mathcal{U}(0, 2\pi)$ ký hiệu cho dịch pha toàn cục xét đến thiếu đồng bộ pha giữa người dùng và chuỗi Rx-RF của RIS#m.

Từ các phương trình (12.20) và (12.21) ta có thể viết hệ số kênh hiệu dụng giữa người dùng và RIS#m cho đường truyền LoS ($\ell=1$) như sau:

$$g_{m,1} = \left(\frac{\lambda e^{j\phi_{m,1}}}{4\pi d_{m,1}} \sqrt{F} \right) \sum_{n_y=-\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} \sum_{n_z=-\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} e^{j[kd_r n_y \alpha_{m,1,y} + n_z \alpha_{m,1,z} + \beta_{n_y n_z, m, t}]} \tag{12.22}$$

trong đó $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ là thừa số sóng và λ là bước sóng của tín hiệu thu.

$$\alpha_{m,1,y} = \sin \theta_{m,1} \sin \phi_{m,1} \tag{12.23}$$

$$\alpha_{m,1,z} = \cos \theta_{m,1} \tag{12.24}$$

Áp dụng dịch pha tuyến tính cho phần tử (n_y, n_z)

$$\beta_{n_y n_z, m, t} = -\text{mod } n_y \beta_{m,t,y} + n_z \beta_{m,t,z}, 2\pi \tag{12.25}$$

vào phương trình (12.13), ta được:

$$g_{m,1} = \left(\frac{\lambda e^{j\varphi_{m,1}}}{4\pi d_{m,1}} \sqrt{\frac{F}{N}} \right) \sum_{n_y = -\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} e^{jn_y(kd_r\alpha_{m,1,y} - \beta_{m,t,y})} \sum_{n_z = -\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} e^{jn_z kd_r\alpha_{m,1,y} - \beta_{m,t,z}} \quad (12.26)$$

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ là thừa số sóng và λ là bước sóng của tín hiệu thu.

Đặt

$$\psi_y = kd_r\alpha_{m,1,y} - \beta_{m,t,y}, \psi_z = kd_r\alpha_{m,1,z} - \beta_{m,t,z} \quad (12.27)$$

Vào phương trình (12.26) ta được:

$$g_{m,1} = \left(\frac{\lambda e^{j\varphi_{m,1}}}{4\pi d_{m,1}} \sqrt{\frac{F}{N}} \right) \sum_{n_y = -\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} e^{jn_y\psi_y} \sum_{n_z = -\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} e^{jn_z\psi_z} \quad (12.27)$$

Ta ký hiệu:

$$AF_y = \sum_{n_y = -\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} e^{j.n_y.\psi_y} \quad (12.28)$$

$$AF_z = \sum_{n_z = -\frac{N_z-1}{2}}^{\frac{N_z-1}{2}} e^{j.n_z.\psi_z} \quad (12.29)$$

Nhân hai vế phương trình (12.28) với $e^{j\psi_y}$ rồi trừ đi chính nó ta được:

$$\begin{aligned} AF_y(e^{j\psi_y} - 1) &= \sum_{n_y = -\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} e^{j(n_y+1).\psi_y} - \sum_{n_y = -\frac{N_y-1}{2}}^{\frac{N_y-1}{2}} e^{jn_y.\psi_y} \\ &= e^{j\frac{N_y+1}{2}\psi_y} - e^{-j\frac{N_y-1}{2}\psi_y} = e^{j\frac{\psi_y}{2}} \left(e^{j\frac{N_y}{2}\psi_y} - e^{-j\frac{N_y}{2}\psi_y} \right) \end{aligned}$$

và

$$AF_y = \frac{e^{j\frac{\psi_y}{2}} \left(e^{j\frac{N_y}{2}\psi_y} - e^{-j\frac{N_y}{2}\psi_y} \right)}{e^{j\psi_y} - 1} = \frac{\left(e^{j\frac{N_y}{2}\psi_y} - e^{-j\frac{N_y}{2}\psi_y} \right)}{\left(e^{j\frac{\psi_y}{2}} - e^{-j\frac{\psi_y}{2}} \right)}$$

Cuối cùng ta được:

$$AF_y = \left[\frac{\sin\left(\frac{N_y}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} \right] \quad (12.30)$$

Chứng minh tương tự ta cũng được:

$$AF_z = \left[\frac{\sin\left(\frac{N_z}{2}\psi_z\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_z\right)} \right] \quad (12.31)$$

Áp dụng các phương trình (12.21) và (12.22) cho phương trình (12.28) ta được hệ số kênh giữa người dùng và RIS#m như sau:

$$g_{m,1} = \left(\frac{\lambda e^{j\varphi_{m,1}}}{4\pi d_{m,1}} \sqrt{\frac{F}{N}} \right) \left[\frac{\sin\left(\frac{N_y}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} \right] \left[\frac{\sin\left(\frac{N_z}{2}\psi_z\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_z\right)} \right] \quad (12.32)$$

hay

$$g_{m,1} = \left(\frac{\lambda e^{j\varphi_{m,1}}}{4\pi d_{m,1}} \sqrt{\frac{F}{N}} \right) \left[\frac{\sin\left(\frac{N_y}{2} kd_r \alpha_{m,1,y} - \beta_{m,t,y}\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} kd_r \alpha_{m,1,y} - \beta_{m,t,y}\right)} \right] \left[\frac{\sin\left(\frac{N_z}{2} kd_r \alpha_{m,1,z} - \beta_{m,t,z}\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} kd_r \alpha_{m,1,z} - \beta_{m,t,z}\right)} \right] \quad (12.33)$$

Trong đó

$$\psi_y = kd_r \alpha_{m,1,y} - \beta_{m,t,y}, \psi_z = kd_r \alpha_{m,1,z} - \beta_{m,t,z} \quad (12.34)$$

$$\alpha_{m,1,y} = \sin \theta_{m,1} \sin \phi_{m,1} \quad (12.35)$$

$$\alpha_{m,1,z} = \cos \theta_{m,1} \quad (12.36)$$

Để tìm được góc tới AoA bao gồm góc nâng cao $\theta_{m,1}$ và $\phi_{m,1}$, cần lập cấu hình RIS bằng các điều chỉnh các dịch pha $\beta_{m,t,y}$ và $\beta_{m,t,z}$ để đạt được hệ số kênh $g_{m,1}$. Điều này đạt được khi:

$$\frac{\sin\left(\frac{N_y}{2}\psi_y\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} = \max, \quad \frac{\sin\left(\frac{N_z}{2}\psi_z\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_z\right)} = \max \quad (12.37)$$

Từ quy tắc giới hạn Lopital

$$\lim_{\psi_{y/z} \rightarrow 0} \frac{\sin\left(\frac{N_{y/z}}{2}\psi_{y/z}\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi_{y/z}\right)} = \lim_{\psi_{y/z} \rightarrow 0} \frac{\sin'\left(\frac{N_{y/z}}{2}\psi_{y/z}\right)}{\sin'\left(\frac{1}{2}\psi_{y/z}\right)} = N_{y/z} \quad (12.38)$$

Như vậy để đạt được hệ số kênh $g_{m,1}$ cực đại cần thỏa mãn

$$\psi_y=0, \quad \psi_z=0 \quad (12.39)$$

Áp dụng các phương trình (12.34) cho phương trình (12.39) ta được các dịch pha $\beta_{m,t,y}$ và $\beta_{m,t,z}$ để đạt được hệ số kênh $g_{m,1}$ như sau:

$$\beta_{m,t,y} = kd_r \sin \theta_{m,1} \sin \phi_{m,1} \quad (12.40)$$

$$\beta_{m,t,z} = kd_r \cos \theta_{m,1} \quad (12.41)$$

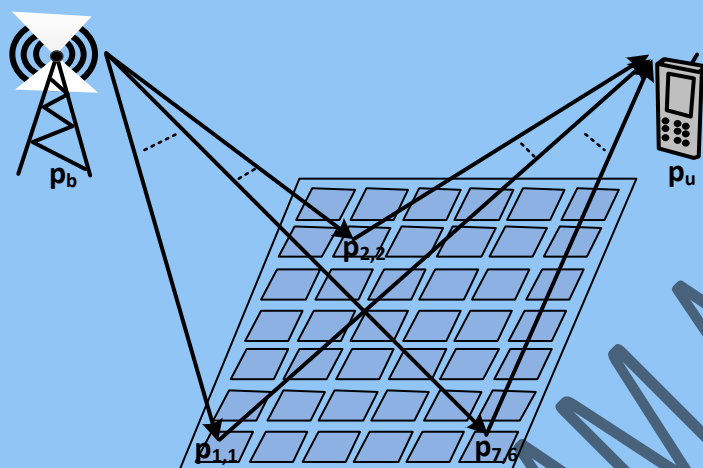
Trong đó $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

Như vậy từ phương trình (12.41) ta tìm được $\theta_{m,1}$ và từ phương trình (12.40) ta tìm được $\phi_{m,1}$.

12.4. Định vị trường gần

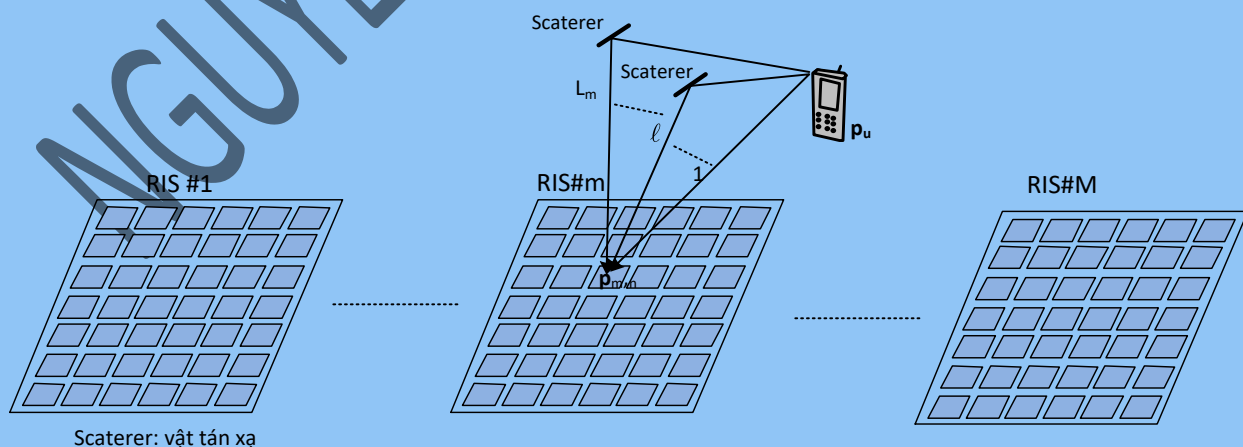
12.4.1. Các chế độ trường gần

Để định vị, các mô hình thông số thừa thường được sử dụng, trong đó kênh được trình bày thông qua một số phần tử hình học. Hình 12.8 một hệ thống SISO đơn tia (One-Ray SISO System) có một RIS trong đó cả hai BS và UE đều nằm trong vùng trường gần. Trong trường hợp này tín hiệu thu được tính toán như là tổng của hai tia riêng biệt phản xạ từ từng phần tử của RIS tại vị trí của UE.



Hình 12.8. Hệ thống SISO đơn tia (One-Ray SISO System) có một RIS trong đó cả hai BS và UE đều nằm trong vùng trường gần trong đó tín hiệu đường xuống có thể được biểu diễn như một hàm phụ thuộc vào vị trí UE (p_u : UE position)

Mô hình kịch bản định vị trong đó UE phát đi các ký hiệu hoa tiêu được minh họa trên hình 12.9.



Hình 12.9. Mô hình kịch bản định vị trong đó UE phát đi các ký hiệu hoa tiêu

Giả thiết có M RIS và mỗi RIS chứa N phần tử và được thực hiện bởi kiến trúc vô tuyến thu (RX-RF) đơn. Người dùng phát quảng bá một ký hiệu hoa tiêu s với công suất P . Mỗi RIS thu ký hiệu này T lần, trong đó trong thời gian mỗi lần lặp một hồ sơ pha khác được sử dụng. Trong trường hợp kênh có L_m đường truyền khác nhau, có thể biểu diễn quan trắc trong khe t ($t=1, 2, \dots, T$) tại đầu ra chuỗi RX-RF như sau (xem hình 25):

$$\mathbf{x}_{m,t} = \mathbf{q}_{m,t}^T \sum_{\ell=1}^{L_m} h_{m,\ell,n} \boldsymbol{\alpha} \mathbf{p}_{m,\ell}, \mathbf{p}_u s + \mathbf{q}_{m,t}^T \mathbf{v}_{m,t} \quad (12.42)$$

Trong đó

$h_{m,\ell} = \sqrt{PL_{m,\ell}} \exp \angle \varphi_m \quad \forall \ell = 1, 2, \dots, L_m$ bao gồm hệ số kênh đường truyền sóng ℓ với thông số $PL_{m,\ell}$ ký hiệu cho tổn hao đường truyền trong không gian tự do trong đó $h_{m,\ell}$, $\varphi_m \sim \mathcal{U}(0, 2\pi)$ ký hiệu cho dịch pha toàn cục do thiếu đồng bộ pha giữa người dùng và m RIS# n . $\mathbf{q}_{m,t} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{q}_{m,t}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ là vector cấu hình dịch pha tại thời điểm t của RIS m ;

$\mathbf{p}_{m,\ell} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là vector ký hiệu cho vị trí của các phần tử trên RIS mà đường truyền ℓ tới, được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{p}_{m,\ell} = [\mathbf{p}_{m,\ell,1} \quad \mathbf{p}_{m,\ell,2} \quad \dots \quad \mathbf{p}_{m,\ell,N}]^T, \forall n = 1, 2, \dots, N \text{ với } \mathbf{p}_{m,\ell,n} \text{ được xác định theo tọa độ } \mathbf{p}_{m,\ell,n} = [x_{m,\ell,n}, y_{m,\ell,n}, z_{m,\ell,n}]^T;$$

$\mathbf{p}_u \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ là vị trí của UE cần tìm, được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{p}_u = [\mathbf{p}_{u,1} \quad \mathbf{p}_{u,2} \quad \dots \quad \mathbf{p}_{u,N}]^T, \forall n = 1, 2, \dots, N \text{ với } \mathbf{p}_{u,n} = [x_u, y_u, z_u]^T \text{ biểu thị tọa độ UE cần tìm } x_u, y_u, z_u.$$

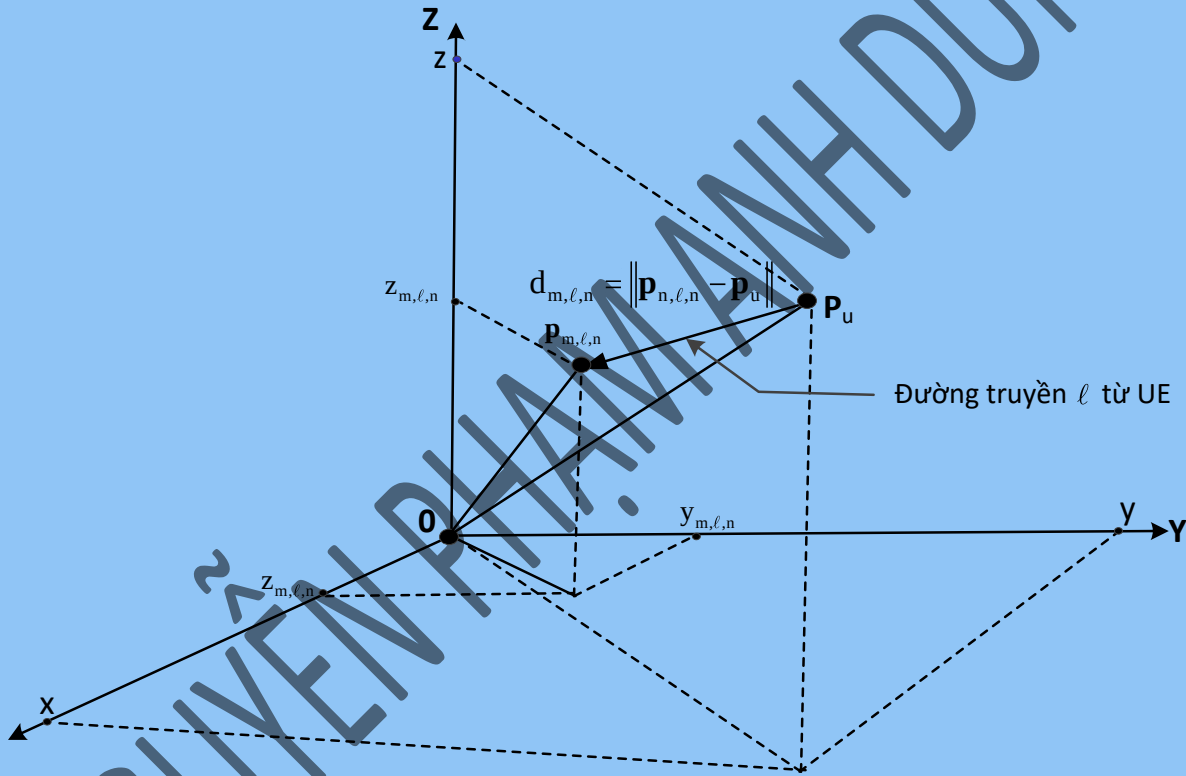
Vector $\mathbf{v}_{m,t} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ thể hiện tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN). Cuối cùng, vector đáp ứng không gian $\boldsymbol{\alpha} \mathbf{p}_{m,\ell}, \mathbf{p}_u \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ của tín hiệu phát của người dùng thông qua truyền sóng đa đường đối với các đường truyền được xác định như sau:

$$\left[\alpha \mathbf{p}_{m,\ell,n}, \mathbf{p}_u \right] = \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} \left\| \mathbf{p}_{m,\ell,n} - \mathbf{p}_u \right\| \right) \quad (12.43)$$

trong đó λ là bước sóng;

$\left\| \mathbf{p}_{m,\ell,n} - \mathbf{p}_u \right\|$ là khoảng cách Euclid giữa phần tử n nơi đường truyền ℓ đến và UE, được xác định như sau:

$$d_{m,\ell,n} = \left\| \mathbf{p}_{m,\ell,n} - \mathbf{p}_u \right\| = \sqrt{x_{m,\ell,n}^2 + y_{m,\ell,n}^2 + z_{m,\ell,n}^2}.$$



Hình 12.10. Các thông số của thời ToA (được thể hiện bằng khoảng cách cách euclid) đến phần tử của RIS#m của đường truyền ℓ

Không mất tính tổng quát nếu ta trình bày đường truyền $\ell=1$ là đường trực xạ (LoS: Line of Sight). Khi này tổn hao $PL_{m,1,n}$ phụ thuộc vào khoảng cách Euclid $d_{m,1} = \left\| \mathbf{p}_m - \mathbf{p}_u \right\|$ trong đó $\mathbf{p}_m$ ký hiệu cho vị trí của RIS m , đối với các đường truyền $\ell \geq 2$, khoảng cách $d_{m,\ell}$ được định nghĩa tương tự có xét đến vị trí của vật tán xạ. Trong biểu thức cho

12.4.2. Kích bản định vị RIS với hệ thống MIMO

Xét một hệ thống MIMO bao gồm một trạm gốc (BS), bề mặt thông minh khả lập trình (RIS) và một người dùng (UE). BS và UE được trang bị các mảng Anten đồng dạng tuyến tính (ULA: Uniform Linear Array). Số các phần tử mảng của BS, RIS và UE là N_B, N, N_U . Hình 12.11 cho thấy kích bản định vị RIS với hệ thống MIMO.

Từ hình 12.11, ta có thể biểu diễn bằng gốc tín hiệu thu tại BS như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} = \mathbf{H}_{BR} \mathbf{Q} \mathbf{H}_{UR} \mathbf{x}_b + \mathbf{v} \quad (12.44)$$

Trong đó $\mathbf{H}_{BR} \in \mathbb{C}^{N_B \times N}$, $\mathbf{H}_{UR} \in \mathbb{C}^{N \times N_U}$,

$\mathbf{Q} = \text{diag} \{q_1, q_2, \dots, q_N\} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ với $q_n = \alpha_n e^{j\beta_n}$, là ma trận dịch pha thiết kế, $\mathbf{x}_b \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ là vector tín hiệu phát đi từ N_U Anten người dùng, $\mathbf{x}_{b,rx} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ là vector tín hiệu thu trên N_B Anten tại trạm gốc (BS) và $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ là vector tạp âm AWGN tại BS.

Từ phương trình (12.44), ta có thể lập mô hình kênh tổng quát $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_U}$ bằng cách sử dụng mô hình kênh với các đường truyền L_{BR} và L_{UR} giữa (BS và RIS), và (RIS và UE) với giả thiết rằng đường trực xạ (LoS) giữa BS và UE bị chặn như sau:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_{BR} \mathbf{Q} \mathbf{H}_{UR} \quad (12.45)$$

Tiếp theo có thể biểu diễn kênh giữa BS và RIS $\mathbf{H}_{BR}$ như sau (xem vẽ phải của hình 12.11):

$$\mathbf{H}_{BR} = \mathbf{A} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} \text{diag} \{h_{BR}\} \mathbf{A}^H \boldsymbol{\phi}_{BR}, \mathbf{r}_{BR} \quad (12.46)$$

Trong đó $\mathbf{A} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} \in \mathbb{C}^{N_B \times L_{BR}}$ và $\mathbf{A} \boldsymbol{\phi}_{BR}, \mathbf{r}_{BR} \in \mathbb{C}^{N \times L_{BR}}$ là các ma trận lái tia tại BS và RIS, các góc $\boldsymbol{\phi}_{BR}$ và $\boldsymbol{\theta}_{BR}$ là các góc khởi hành (AoD) và tới (AoA), $\mathbf{r}_{BR}$ và $\mathbf{d}_{BR}$ là các khoảng cách từ RIS đến bộ tán xạ và từ bộ tán xạ đến BS. Có thể sử dụng xấp xỉ Fresnel để mô hình mặt sóng cầu trong mô hình trường gần này. Có thể biểu diễn ma trận lái tia như sau:

$$\mathbf{A} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} = \begin{bmatrix} a_{1,1} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} & a_{1,2} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} & \dots & a_{1,L_{BR}} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} \\ a_{2,1} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} & a_{2,2} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} & \dots & a_{2,L_{BR}} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{N_B,1} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} & a_{N_B,2} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} & \dots & a_{N_B,L_{BR}} \boldsymbol{\theta}_{BR}, \mathbf{d}_{BR} \end{bmatrix} \quad (12.47)$$

với biểu diễn phân tử của ma trận lái tia tương ứng với đường truyền ℓ và phần tử b của anten trạm gốc như sau:

$$a_{b,\ell} \theta_{BR,\ell}, d_{BR,\ell} = \exp \left[j b \omega_{BR,\ell} + b^2 \gamma_{BR,\ell} \right] \quad (12.48)$$

$$\omega_{BR,\ell} \triangleq f \theta_{BR,\ell}, = -\frac{2\pi\delta}{\lambda} \sin \theta_{BR,\ell} \quad (12.49)$$

$$\gamma_{BR,\ell} \triangleq g \theta_{BR,\ell}, d_{BR,\ell} = \frac{\pi\delta^2}{\lambda d_{BR,\ell}} \cos^2 \theta_{BR,\ell} \quad (12.50)$$

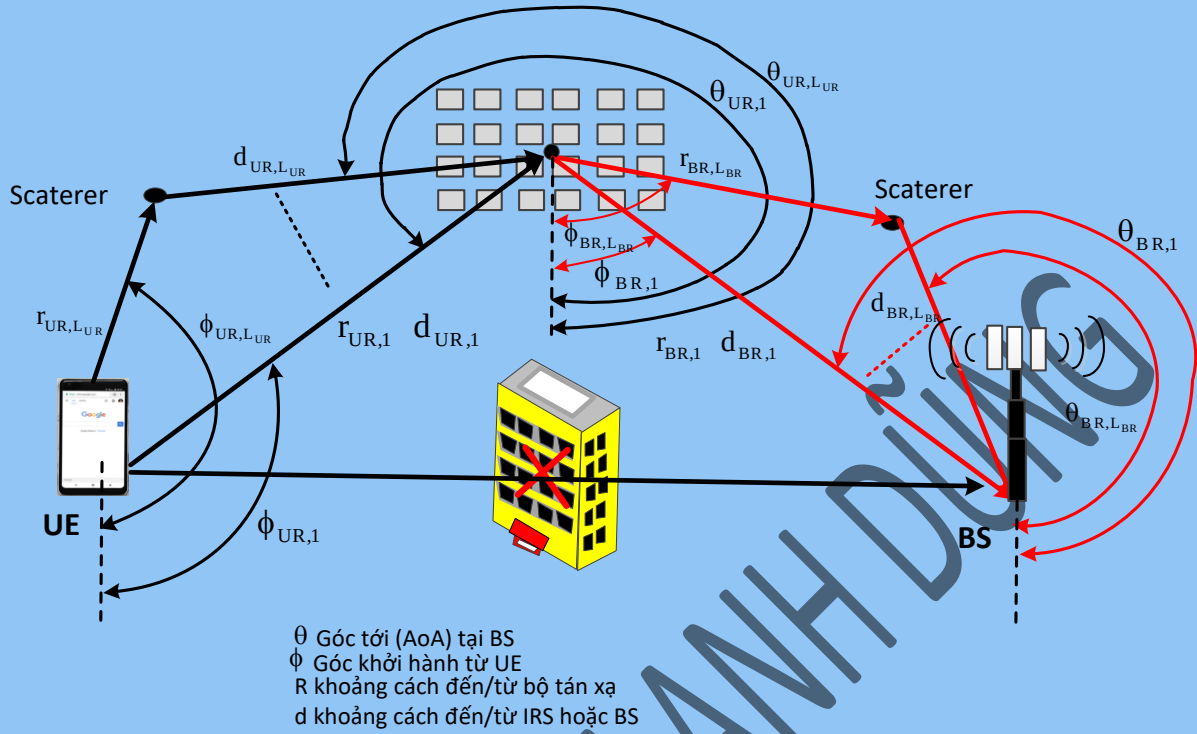
Trong đó λ là bước sóng, δ là khoảng cách giữa hai phần tử liền kề của ULA của BS. Ma trận diag $\mathbf{h}_{BR} \in \mathbb{C}^{L_{BR} \times L_{BR}}$ thể hiện các độ lợi truyền sóng giữa RIS và BS được biểu diễn như sau:

$$\text{diag } \mathbf{h}_{BR} = \begin{bmatrix} h_{BR,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{BR,2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{BR,L_{BR}} \end{bmatrix} \quad (12.51)$$

với mô hình hệ số kênh ℓ như sau:

$$h_{BR,\ell} = \left(\frac{c}{4\pi r_{BR,\ell} + d_{BR,\ell}} \frac{1}{f_c} \right)^{\alpha/2} F \quad (12.52)$$

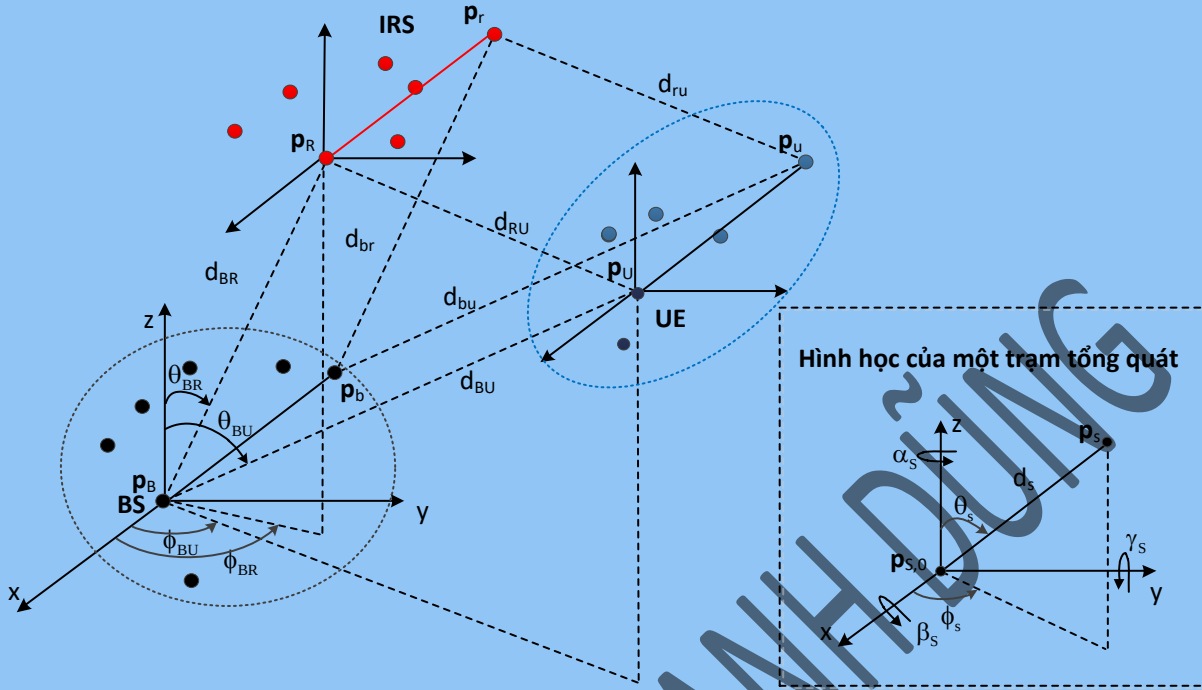
Trong đó c là tốc độ ánh sáng, f_c là tần số sóng mang và F là biến ngẫu nhiên Gauss phức thể hiện pha định. Có thể biểu diễn kênh $\mathbf{H}_{UR}$ theo cách tương tự.



Hình 12.11. Kịch bản định vị RIS với hệ thống MIMO

12.4.3. Đường truyền đơn trường gần

Trong kịch bản định vị này, BS được trang bị một dàn anten có tâm nằm tại vị trí $\mathbf{p}_B = x_B, y_B, z_B^T$, thực hiện ước tính vị trí và phương đến từ UE có tâm tại $\mathbf{p}_U = x_U, y_U, z_U^T$ với góc quay $\phi_u = \alpha_u, \beta_u, \gamma_u^T$. Hình học 3D cho một kịch bản định vị được trình bày trên hình 12.11. Định vị được hỗ trợ bởi sự có mặt của RIS với tâm được đặt tại một vị trí biết trước $\mathbf{p}_R = x_R, y_R, z_R^T$.



Hình 12.11. Hình học 3D của một kịch bản định vị được xét

Các khoảng cách tới (Distances of Arrival) giữa Anten b của BS và Anten r của RIS và giữa Anten r của RIS và Anten u của UE (d_{br} và d_{ru}) có thể tìm được bằng cách sử dụng định nghĩa nêu trên với các thay thế phù hợp.

Xét BS đặt tại tâm của hệ tọa độ, hình học giữa BS và trạm tổng quát được thể hiện hình 12.11. Các tọa độ tâm của UE và RIS được biểu diễn như sau: $p_s = [x_s, y_s, z_s]^T$ với $S \in U, R$ là ký hiệu cho trạm tổng quát và các tọa độ này là:

$$x_s = x_B + d_{BS} \sin \theta_{BS} \cos \phi_{BS} \quad (12.53)$$

$$y_s = y_B + d_{BS} \sin \theta_{BS} \sin \phi_{BS} \quad (12.54)$$

$$z_s = z_B + d_{BS} \cos \theta_{BS} \quad (12.55)$$

trong đó chỉ số $S \in U, R$, U ký hiệu cho tâm tọa độ người dùng và R ký hiệu cho tâm tọa độ RIS. Thay chỉ số S trong các phương trình (12.53), (12.54), (12.55) bằng U và R ta được tọa độ tâm người dùng và tâm RIS như sau:

$$x_U = x_B + d_{BU} \sin \theta_{BU} \cos \phi_{BU} \quad (12.56)$$

$$y_U = y_B + d_{BU} \sin \theta_{BU} \sin \phi_{BU} \quad (12.57)$$

$$z_U = z_B + d_{BU} \cos \theta_{BU} \quad (12.58)$$

$$x_R = x_B + d_{BR} \sin \theta_{BR} \cos \phi_{BR} \quad (12.59)$$

$$y_R = y_B + d_{BR} \sin \theta_{BR} \sin \phi_{BR} \quad (12.60)$$

$$z_R = z_B + d_{BR} \cos \theta_{BR} \quad (12.61)$$

Lưu ý, có thể nhận được tọa độ cầu từ các phương trình trên. Ngoài ra ta ký hiệu chỉ số $S \in B, R, U$ cho tâm tọa độ trạm gốc (B), tâm của tọa độ người dùng (U) và tâm tọa độ RIS, $s \in b, r, u$ cho vị trí của các phần tử mảng anten hoặc phần tử của RIS trong hệ tọa độ nói trên và vị trí các phần tử tương ứng là $\mathbf{p}_{S,s} \triangleq \mathbf{p}_s = [x_s, y_s, z_s]^T$ trong đó $\forall s \in 1, 2, \dots, N_s$ và N_s là số phần tử mảng hoặc số phần tử RIS. Tọa độ tổng quát của các phần tử mảng anten và RIS được xác định như sau:

$$x_s = d_s \sin \theta_s \cos \phi_s \quad (12.62)$$

$$y_s = d_s \sin \theta_s \sin \phi_s \quad (12.63)$$

$$z_s = d_s \cos \theta_s \quad (12.64)$$

Ngoài ra các mảng có thể quay xung quanh các trục dẫn đến:

$$\mathbf{p}_{S,s} = [x_{S,s}, y_{S,s}, z_{S,s}]^T = \mathbf{R}_{\alpha_s, \beta_s, \gamma_s} \mathbf{p}_{S,s}^0 \quad (12.65)$$

Trong đó $\mathbf{p}_{S,s}^0$ là triển khai mảng ban đầu và $\mathbf{R}_{\alpha_s, \beta_s, \gamma_s}$ là ma trận quay được cho bởi nhân các ma trận quay đối với từng trục $\alpha_s, \beta_s, \gamma_s$. α_s tương ứng với phương vị, nghĩa

là quy xung quang trục z. β_z tương ứng quay xung quang trục y còn γ_s tương ứng qua xung quanh trục x.

Dưới đây ta trình bày mô hình trong điều kiện truyền sóng trường gần với mặt sóng là hình cầu. Trên đường lên, UE phát đi các sóng mang con OFDM: , $n \in \mathbb{N}_s \triangleq 1, 2, \dots, N$, dẫn đến:

$$\mathbf{x}_n = [x_1, x_2, \dots, x_{N_u}]^T \triangleq \mathbf{w}_n \mathbf{p}_n \quad (12.66)$$

Trong đó N_u là số phần tử của anten UE, $p[n]$ là ký hiệu số liệu tương ứng với sóng mang con n , $\mathbf{w}_n \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ là vector tạo búp với $\|\mathbf{w}_n\| = 1$ được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{w}_n = [\alpha_1 e^{j\beta_1}, \alpha_2 e^{j\beta_2}, \dots, \alpha_n e^{j\beta_n}, \dots, \alpha_{N_u} e^{j\beta_{N_u}}] \quad (12.67)$$

Trong đó α_n, β_n thể hiện biên độ và pha của bộ tạo búp phát. Giả sử vector chứa các dịch pha cần được thiết kế tại RIS là $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{N_R}]$ với N_R là số phần tử của RIS, thì:

$\mathbf{Q} = \text{diag}[q_1, q_2, \dots, q_{N_R}] \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ với $q_n = e^{j\beta_n}$ là ma trận chứa các phần tử pha của RIS.

BS ước tính vị trí của UE (p_U) và phương đến UE (ϕ_U) bằng cách áp dụng mô hình dạng sóng cầu. Tín hiệu thu được tại BS đối với sóng mang con n được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{x}_{rx, n} = \sqrt{P} \mathbf{H}_{BU, n} \mathbf{x}_n + \sqrt{P} \mathbf{H}_{BR, n} \mathbf{Q} \mathbf{H}_{RU, n} \mathbf{x}_n + \mathbf{v}_n, \forall n \in \mathbb{N}_s \quad (12.68)$$

Trong đó P là công suất tín hiệu, $\mathbf{x}_n \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ vector tín hiệu băng gốc phát từ UE tại sóng mang con n , $\mathbf{x}_{rx, n} \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ là vector tín hiệu băng gốc thu tại BS và $\mathbf{v}_n \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ $\mathbf{v}[n]$ là vector tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN) tại máy thu, N_s ký hiệu cho tập sóng mang con, $\mathbf{H}_{BU, n} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_u}$ là ma trận kênh trực tiếp BS-UE, $\mathbf{H}_{RU, n} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_u}$ là ma trận kênh RIS-UE và $\mathbf{H}_{BR, n} \in \mathbb{C}^{N_B \times N_R}$ là ma trận kênh BS-UE.

Ta có thể viết lại phương trình (46) và dạng sau:

$$\mathbf{x}_{rx, n} = \mathbf{H}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{v}_n \quad (12.69)$$

Trong đó

$$\mathbf{H}_n = \sqrt{P}\mathbf{H}_{BU} n + \sqrt{P}\mathbf{H}_{BR} n \mathbf{Q}\mathbf{H}_{RU} n \quad (12.70)$$

Dưới đây ta xét sự khác nhau giữa việc BS và UE có được đồng bộ hay không. Đối với các hệ thống không đồng bộ, thông tin vị trí vẫn có thể thu tập được từ mặt sóng cầu ngay cả khi không có thể thu nhận bất kỳ thông tin nào từ ToA (Time of Arrival: thời gian tới).

Hệ thống đồng bộ

Ta xét trường hợp một thủ tục đồng bộ được thực hiện giữa BS và UE trước khi định vị. Sau khi được đồng bộ, thông tin định vị có thể được thu tập bằng các xử lý kết hợp thông tin tức thời và thông tin gốc của tín hiệu thu. Triển khai mô hình tín hiệu thu vào ký hiệu vô hướng, ta có thể viết lại mô hình tổng quát cho tín hiệu thu bằng gốc tại BS như sau:

$$\mathbf{x}_{b,rx} n = \boldsymbol{\mu}_b n + \mathbf{v} n, \forall b \in 1, 2, \dots, N_B \quad (12.71)$$

Trong đó N_B là số anten tại BS và $\mathbf{v}[n]$ là tập âm Gauss phức tròn đối xứng có trung bình không và phương sai δ^2 . Bỏ qua tập âm ta có thể triển khai phương trình (49) như sau:

$$\boldsymbol{\mu}_b n = \sqrt{P} \sum_{u=1}^{N_U} \mathbf{x}_u n e^{-j2\pi f_u \xi_{BU}} \left(\rho_{BU} e^{-2\pi f_n \tau_{bu} + \eta_u} + \rho_{BRM} \sum_{r=1}^{N_R} e^{j\theta_r} e^{-2\pi f_n \tau_{br} + \tau_{ru} + \eta_r + \eta_u} \right) \quad (12.72)$$

Trong đó $f_n = f_c + n\Delta f - \frac{B}{2}$ là tần số của sóng mang con n , f_c là tần số sóng mang, Δf là khoảng cách sóng mang con, $B = n\Delta f$ là độ rộng băng tần tín hiệu và τ_{bu} , τ_{br} , τ_{ru} là các thời gian trễ đối với từng cặp anten (chẳng hạn τ_{bu} là trễ giữa anten b tại BS và u anten tại UE), ξ_{BU} là độ dư thiếu bộ (nhỏ sau các thủ tục đồng bộ chính xác) và η_u, η_r là các khiếm khuyết của mảng. Các hệ số suy hao tín hiệu do truyền sóng được biểu thị bởi ρ_{BU} và ρ_{BRU} đối với đường truyền trực tiếp và chuyển tiếp. Vì xấp xỉ hóa sóng phẳng không luôn đúng, nên mô hình sóng cầu được xét trong đó đảm bảo các quan hệ sau:

$$\tau_{bu} d_{BU}, \theta_{BU}, \phi_{BU} = d_{bu} / c \quad (12.73)$$

$$\tau_{br} d_{BR}, \theta_{BR}, \phi_{BR} = d_{br} / c \quad (12.74)$$

$$\tau_{ru} \quad d_{RU}, \theta_{RU}, \phi_{RU} = d_{ru} / c \quad (12.75)$$

$$\rho_{BU} = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{1}{d_{BU}} \quad (12.76)$$

$$\rho_{RU} = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{1}{d_{RU} + d_{BR}} \quad (12.78)$$

Trong đó c là tốc độ ánh sáng, $d_{BU}, \theta_{BU}, \phi_{BU}$, $d_{BR}, \theta_{BR}, \phi_{BR}$ và $d_{RU}, \theta_{RU}, \phi_{RU}$ là các khoảng cách và các góc giữa BS-UE, BS-RIS và RIS-UE và trong đó

$$d_{bu} = \sqrt{d_u^2 + d_b^2 + d_{BU}^2 - 2 G_{bu}^1 + d_{bu} G_{bu}^2} \quad (12.79)$$

Trong đó G_{bu}^1 và G_{bu}^2 chứa thông tin về hình học tại máy phát và tại máy thu, nghĩa là:

$$G_{bu}^1 = x_b x_u + y_b y_u + z_b z_u \quad (12.80)$$

$$G_{bu}^2 = x_u - x_b \sin \theta_{BU} \cos \phi_{BU} + y_u - y_b \sin \theta_{BU} \sin \phi_{BU} + z_u - z_b \cos \theta_{BU} \quad (12.81)$$

Các khoảng cách tới (Distances of Arrival) giữa anten b của BS và anten r của RIS và giữa anten r của RIS và anten u của UE (d_{br} và d_{ru}) có thể tìm được bằng cách sử dụng định nghĩa nêu trên với các thay thế phù hợp.

Hệ thống không đồng bộ

Như thấy từ mô hình tín hiệu thu tổng quát, trong mọi điều kiện có thể suy ra ước tính thời gian tới (ToA) sau khi thủ tục đồng bộ đã được thực hiện. Trong trường hợp hệ thống không đồng bộ, không thể trực tiếp ước tính khoảng cách từ ToA. Thay vào đó, có thể sử dụng độ cong của mặt sóng đến (ToA)

$$\Delta d_{bu} - d_{BU} = c \Delta \tau_{bu} \quad (12.82)$$

$$\Delta d_{br} - d_{BR} = c \Delta \tau_{br} \quad (12.83)$$

để ước tính vị trí của UE. Khi này mô hình tín hiệu thu như sau:

$$\mu_{b,n} = \sqrt{P} \sum_{u=1}^{N_U} x_u \cdot e^{-j2\pi f_u \zeta_{BU}} \left(\rho_{BU} e^{-j\chi_{BU}} e^{-2\pi f_n \Delta\tau_{bu} + \eta_u} + \rho_{BRM} e^{-j\chi_{RU}} \sum_{r=1}^{N_R} e^{j\theta_r} e^{-2\pi f_n \Delta\tau_{br} + \Delta\tau_{ru} + \eta_r + \eta_u} \right) + \mathbf{v}_n \quad (12.84)$$

trong đó χ_{BU} và χ_{BR} là các biến ngẫu nhiên phân bố đồng đều giữa 0 và 2π thể hiện các dịch pha giữa BS, UE và RIS do thiếu đồng bộ.

13. TRIỂN KHAI RIS

13.1. Tổng quan

Triển khai RIS là nhân tố then chốt trong môi trường không dây 5G và 6G. Tồn tại nhiều chiến lược triển khai khác nhau: RIS hợp tác (Cooperative Deployment), triển khai tập trung và phân bố, triển khai dựa trên học máy và triển khai dựa trên địa lý ngẫu nhiên Stochastic Geometry-Based Deployment). Triển khai độc lập (Standalone) và hợp tác (Cooperative) được bàn luận trong nhiều tài liệu. So với trường hợp triển khai độc lập, triển khai hợp tác có được cường độ tín hiệu thu mạnh hơn, độ lợi tạo búp hợp tác và độ lợi ghép kênh không gian. Tuy nhiên tổn hao đường truyền tăng do số lượng phản xạ trong triển khai hợp tác lớn.

Các nghiên cứu cho thấy, triển khai nhiều RIS hợp tác hỗ trợ truyền thông giữa nhiều trạm gốc và các người dùng biên anten đơn dẫn đến tăng tốc độ tổng được đánh trọng số của các người dùng biên ô. Nghiên cứu triển khai RIS trong môi trường trong nhà cho phép giảm thiểu tổn hao đường truyền và các hiệu ứng pha đỉnh. Các chiến lược triển khai tập trung và phân bố là hai thể loại triển khai quan trọng trong các hệ thống RIS MIMO.

Các phương pháp để nâng cao cường độ tín hiệu của các người dùng biên ô bằng cách giảm nhiễu giữa các ô trong các kịch bản RIS được trình bày trong một số nghiên cứu. Tối ưu hóa vùng để nhận dạng vị trí tốt nhất là tối quan trọng trong triển khai RIS. Nó cho phép tăng độ lợi công suất của tất cả các người dùng trong các hệ thống đa truy nhập không trực giao (NOMA: Non Orthogonal Multiple Access) và đa truy nhập trực giao (OMA: Orthogonal Multiple Access). Triển khai phi đối xứng phù hợp hơn cho các hệ thống NOMA, còn triển khai đối xứng phù hợp hơn cho các hệ thống OMA. Nghiên cứu liên quan đến các điểm mù trong một vùng và loại bỏ chúng đã được tiến hành. Trong nghiên cứu này, mật độ chặn (Blockage Density) nhận được bằng cách tính toán các xác suất của các đường trực xạ và không trực xạ. Nghiên cứu cho thấy, với triển khai RIS

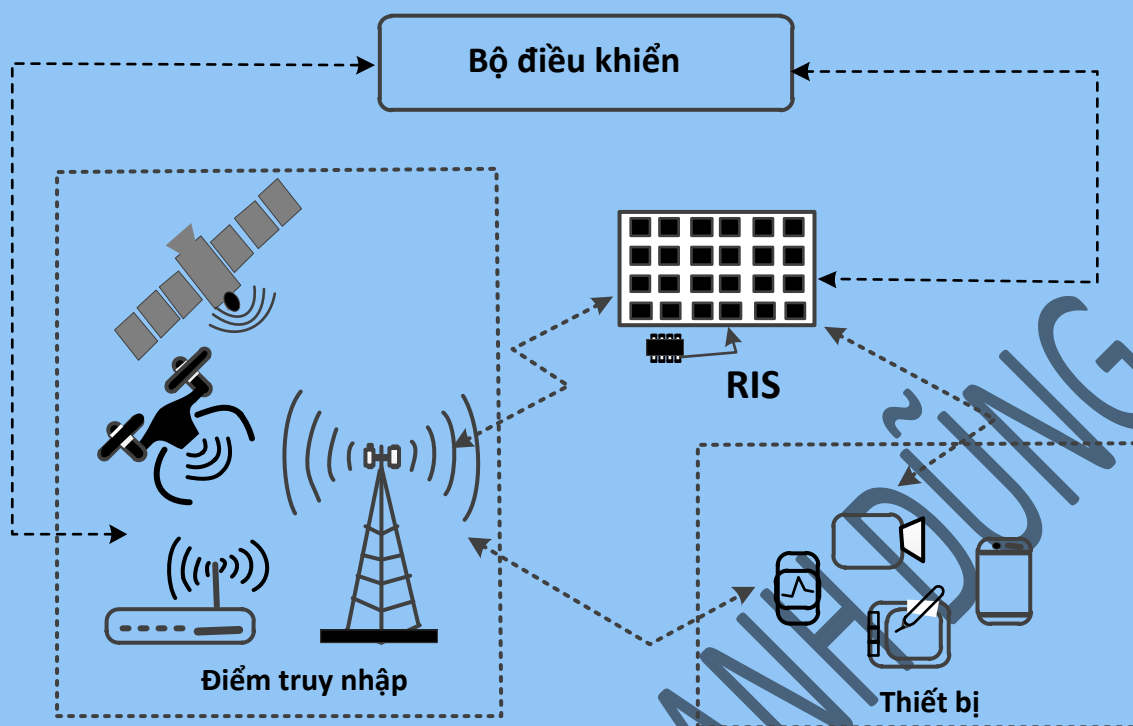
hiệu quả tại các vị trí then chốt, ta nhận được mật độ chặn giảm 80% tại các vùng chặn thấp và hơn 80 % tại các vùng chặn cao. Giải thuật dựa trên mạng Q sâu kép phân rã (Decaying Double Deep Q-Network) để tăng hiệu suất năng lượng trong các hệ thống MISO - NOMA được bàn luận. Nghiều nghiên cứu triển khai RIS trên UAV được thực hiện. RIS trên UAV cho phép tăng vùng phủ tín hiệu và tăng cường hiệu năng chống nghẽn.

5G và 6G sẽ tiếp tục phát triển hướng đến các dải tần cao hơn, băng thông rộng hơn các mảng anten lớn hơn. Điều này cho phép các giải pháp cảm ứng trong vùng rất nhỏ, độ phân giải góc và Doppler mịn cũng như định vị đến mức độ cm. Ngoài ra các vật liệu mới, các thiết bị mới và các RIS sẽ cho phép các nhà khai thác định hình lại và điều khiển đáp ứng sóng điện từ của môi trường. Đồng thời học máy và trí tuệ nhân tạo sẽ tận dụng sự khả dụng không thể dự đoán trước của số liệu và các tài nguyên điện toán để giải quyết các vấn đề khó và lớn nhất trong các hệ hống truyền thông không dây.

Triển khai RIS đề cập đến việc tích hợp một kiểu nút hệ thống mới có công nghệ bề mặt khả lập trình với đáp ứng của mình nó cho phép thích ứng trạng thái môi trường truyền sóng thông qua bao hiệu.

Các kịch bản triển khai được quyết định bởi các xu hướng ứng dụng của người dùng cũng như sự chín muồi của các công nghệ RIS. Các kịch bản triển khai quan trọng có thể bao gồm: trong nhà, ngoài nhà và hoặc lai ghép. RIS có thể được triển khai theo cách: tĩnh (Static), không tĩnh (Nomadic) để phục vụ các yêu cầu sử dụng khác nhau như truyền thông xe cộ.

Hình 13.1 minh họa một số trường hợp triển khai RIS.



Hình 13.1. Minh họa một số trường hợp triển khai RIS

13.2. Các môi trường triển khai

13.2.1. Các kịch bản trong nhà

Đối với các kịch bản triển khai trong nhà, có thể không đảm bảo truyền dẫn trực xạ (LoS) trong một số vùng như hành lang, các góc và cầu thang. Ngoài ra che tối có thể nghiêm trọng do ảnh hưởng của các vật chắn như cơ thể con người và đồ nội thất. Triển khai RIS trên tường hoặc các đồ nội thất có thể tạo ra các đường truyền dẫn bổ sung cho phép cải thiện vùng phủ sóng, tăng cường độ tín hiệu thu cũng như SNR. Tốc độ số liệu có thể được cải thiện cho từng người dùng hoặc thông lượng toàn bộ hệ thống. Các kịch bản trong nhà cho các nhà máy được tự động hóa cũng có thể cải thiện độ chính xác định vị.

13.2.2. Các kịch bản ngoài nhà

Đối với các kịch bản ngoài trời, các đầu cuối di động hoặc các người dùng tại biên ô hoặc tại vùng bị che tối có thể bị chịu tổn hao truyền sóng nghiêm trọng bao gồm tổn hao đường truyền và pha đình che tối gây ra bởi các vật chắn như tòa nhà và cây cối. RIS có thể được triển khai trên mặt ngoài của các tòa nhà hoặc cùng với trạm gốc để thiết lập các

đường truyền bổ xung. Bằng cách này ta có thể cải thiện đáng kể hiệu năng của các đầu cuối.

Trong môi trường ngoài trời, tính di động có thể cao hơn trong môi trường trong nhà một cách đáng kể, đặc biệt các UE trên các tàu cao tốc với vận tốc có thể tới 350km/giờ. Trong trường hợp này, cần có các ma trận dịch pha khả lập trình động để đeo dõi búp sóng nhanh.

13.2.3. Các kịch bản lai

Kịch bản lai bao gồm cả môi trường trong nhà và ngoài nhà. Một thí dụ của kịch bản lai là kịch bản từ ngoài nhà vào trong nhà. Chẳng hạn để giải quyết vấn đề khi các BS được triển khai ngoài nhà để phục vụ các người dùng trong nhà bị trở ngại do tổn hao tín hiệu gây ra bởi các bức tường và các kính cửa sổ. Tổn hao xảy ra đặc biệt lớn ở tần số cao như sóng mm hoặc tần số THz. Giải pháp thông thường sử dụng một macro BS trong nhà đòi hỏi chi phí cao. Trong kịch bản này, RIS được đặt trên mặt ngoài tòa nhà có thể phản xạ tín hiệu vào môi trường trong nhà hoặc được sản xuất như các bề mặt trong suốt và đồng thời có thể được sử dụng như các kính cửa sổ. RIS được đặt tại các mặt ngoài có thể phản xạ tín hiệu đến môi trường trong nhà của một tòa nhà khác. RIS được sử dụng như kính cửa sổ (thường trong suốt) có thể tập trung các tín hiệu tới vào một số vùng trong phòng và đạt được vùng phủ tốt. Các tiêu điểm của RIS trong suốt này có thể được lập cấu hình trước hoặc thay đổi động dựa trên các yêu cầu thời gian thực.

13.3. Triển khai RIS

13.3.1. RIS tĩnh (Static RIS)

Trong triển khai này, RIS được lắp đặt trên một cấu trúc cố định chẳng hạn tường của tòa nhà. Trong triển khai này, kênh vô tuyến giữa trạm BS cố định và RIS hầu như tĩnh. Kênh giữa RIS và UE cũng như giữa BS và UE có thể bị pha đỉnh nhanh do chuyển động tại phía UE.

13.3.2. RIS không cố định (Nomadic RIS)

Triển khai này cho phép thay đổi vị trí vật lý hoặc phương của RIS. Trong một số trường hợp, RIS có thể được lắp đặt trên một cấu trúc không cố định như tàu hỏa hoặc xe cộ. Có thể có nhiều kịch bản xảy ra đối với triển khai RIS không cố định phụ thuộc vào RIS được tích hợp ở đâu, bao gồm RIS cá nhân (Personal RIS), RIS được tích hợp với UE (UE Integrated RIS), RIS được tích hợp với xe ô tô (Vehicle Integrated RIS).

Trong triển khai này, kênh vô tuyến giữa một trạm BS cố định và RIS cũng như giữa RIS và UE có thể bị pha định nhanh do sự chuyển động của RIS và sự chuyển động của UE. Tuy nhiên nếu UE di động cùng với một cấu trúc không cố định, chẳng hạn trên tàu hỏa, kênh vô tuyến giữa RIS và UE có thể chỉ bị pha định chậm. Tuy nhiên nếu UE không di động cùng với cấu trúc không cố định, kênh vô tuyến này cũng sẽ bị pha định nhanh.

13.3.2.1. Kịch bản RIS cá nhân

Trong kịch bản RIS cá nhân, RIS được sở hữu bởi người dùng và người dùng có thể thay đổi vị trí RIS theo ý của mình mà không cần sự cho phép của mạng hoặc thông báo cho mạng. Thông thường, RIS cá nhân là một thiết bị kích thước nhỏ được đặt trong các vùng trong nhà. Chẳng hạn tại nhà hai tại không gian công sở. Tùy chọn nhiều RIS cá nhân trong một vùng trong nhà cũng có thể được xem xét.

13.3.2.2. Kịch bản RIS tích hợp với UE

Trong kịch bản này, RIS được tích hợp vào thiết bị người dùng, nghĩa là một thiết bị di động. Trong trường hợp này thiết bị di động dẫn đến RIS di động và sự thay đổi vị trí cũng như phương.

13.3.3. Kịch bản RIS tích hợp xe cộ

Một kịch bản triển khai phổ biến khác là đặt RIS trên các xe di động như xe ca, tàu hỏa, xe bus, v.v. Trong trường hợp này sự di động của xe quyết định sự di động của RIS. Phụ thuộc vào kiểu, kích thước và vị trí hoạt động của xe, một hay nhiều RIS có thể được tích hợp vào các cửa sổ, trần xe, v.v. Các triển khai RIS không cố định này có thể được thực hiện bởi các nhà mạng, các chủ sở hữu xí nghiệp (vận hành các xe) và người dùng đầu cuối (các xe cá nhân).

13.3.4. Mặt phẳng điều khiển RIS

13.3.4.1. Tổng quan

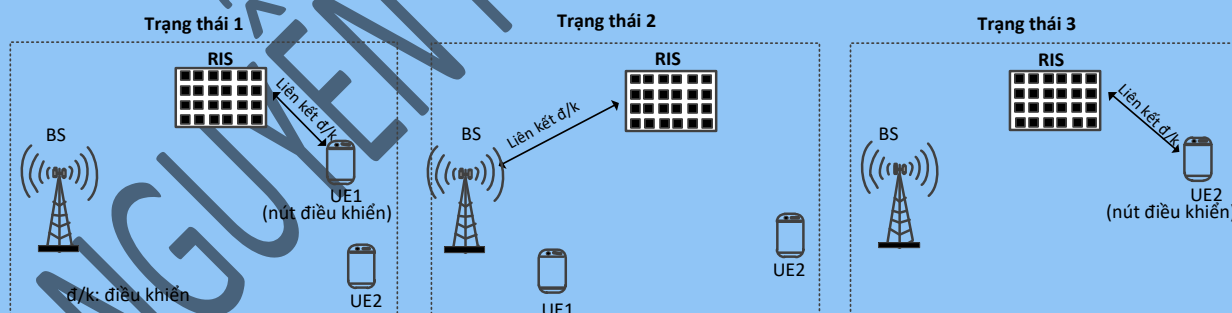
Mặt phẳng điều khiển RIS bao gồm một tập lớn các chức năng để khởi động các cấu hình RIS với các quy mô khác nhau và thu thập các trạng thái RIS tức thời. Có thể định nghĩa các chức năng của mặt phẳng điều khiển theo quản lý RIS như sau:

- Quản lý RIS tập trung bởi BS;

- Quản lý RIS phân bổ bởi BS;
- RIS tự quản và
- RIS được quản lý bởi UE.

Mặt phẳng điều khiển RIS cho phép trừu tượng hóa các chức năng logic khỏi công nghệ vật lý nằm dưới. Trong tùy chọn kiến trúc này, lớp liên kết có thể bao gồm các liên kết được thực hiện trên cơ sở các công nghệ vật lý/MAC hoạt động tại các băng tần khác nhau (trong băng, ngoài băng) và là không dây hoặc có dây. Mặt phẳng điều khiển có thể thực hiện một cơ chế lập lịch đặc thù cho báo hiệu bên trong mặt phẳng điều khiển.

Mặt phẳng điều khiển có thể dàn xếp các chức năng để quyết định thể loại quản lý RIS tùy chọn và các nút điều khiển tương ứng. Khi liên kết điều khiển giữa một nút (hạng nhiều nút) điều khiển hiện thời và RIS thay đổi nghiêm trọng do sự thay đổi kênh, thì thể loại điều khiển RIS và/hoặc nút (hoặc nhiều nút) điều khiển có thể không còn tối ưu nữa. Vì thế các chức năng của mặt phẳng điều khiển có thể cập nhật thể loại quản lý RIS và/hoặc nút (hoặc các nút) điều khiển. Chẳng hạn trên hình 13.2, trong trạng thái 1, RIS được điều khiển bởi UE được áp dụng cho quản lý RIS và UE1 điều khiển RIS. Trong trạng thái 2, UE1 chuyển động rời xa RIS và chất lượng liên kết giảm. Vì thế quản lý RIS được cập nhật vào nút được điều khiển bởi mạng (quản lý BS tập trung/hoặc quản lý BS phân tán) và bây giờ RIS được điều khiển bởi BS1. Cập nhật này được hỗ trợ bởi chức năng điều khiển RIS. Trong trạng thái 3, một UE khác, UE3 chuyển động gần tới RIS và cung cấp chất lượng liên kết tốt nhất. Vì thế quản lý RIS được cập nhật vào chế độ điều khiển bởi UE và bây giờ RIS được điều khiển bởi UE2.



Hình 13.2. Minh họa cập nhật quản lý RIS

Các tiêu chí khác nhau có thể được xem xét để quyết định xem có cần cập nhật thể loại quản lý hiện thời và/hoặc nút (hoặc nhiều nút) điều khiển hiện thời hay không.

13.3.5. Quản lý tập trung

Quản lý RIS tập trung tại phía mạng có thể ấn định hoặc cập nhật một hay nhiều trạm để cung cấp cấu hình cần thiết cho RIS. Về bản chất, mặt phẳng điều khiển được đặt tại một nút trung tâm nơi thực hiện đo, xử lý thông tin phản hồi và đưa ra các quyết định thích hợp để cập nhật cấu hình RIS. Dựa theo quyết định các cấu hình RIS cần cập nhật, nút trung tâm chia sẻ thông tin này với BS (hoặc các BS) và hướng dẫn chúng cung cấp cấu hình cần cập nhật cho RIS. Trong trường hợp quản lý tập trung, không cần phối hợp giữa BS (hoặc các BS) tham gia.

13.3.6. Quản lý phân tán

Quản lý RIS phân tán tại mạng được quản lý tại chỗ bởi BS tham gia nơi đặt mặt phẳng điều khiển RIS. BS truyền thông với RIS chịu trách nhiệm đo và (hoặc) xử lý thông tin phản hồi và đưa ra quyết định cập nhật cấu hình RIS. Đối với quản lý phân tán, nhiều BS có thể truyền thông với RIS, trong trường hợp này cần có sự phối hợp giữa BS (hoặc các BS) tham gia để tránh xung đột. Ngoài ra nhiều BS phân tán có thể quản lý nhiều RIS ajtreen các sơ đồ phối hợp để đạt được sự tối ưu số đo hệ thống của mạng, chẳng hạn cải thiện hiệu năng tốc độ tổng có thể đạt được.

13.3.7. RIS tự quản

RIS tự quản có khả năng tối ưu hóa độ lợi của một búp phản xạ giữa một trạm gốc và UE mà không cần các chức năng dành riêng của mặt phẳng điều khiển.

RIS tự quản đòi hỏi các khả năng cảm nhận công suất và thuộc loại RIS lai, trong đó ngoài khả năng phản xạ tín hiệu đập lên nó, nó còn có thể cảm nhận một phần tín hiệu này.

RIS tự quản nhận được hồ sơ công suất (Power Profile) thông qua việc kích hoạt liên tiếp các búp thăm dò. Đặc biệt, một RIS tự quản có thể nhận được vị trí góc của trạm gốc hoặc UE bằng cách nhận dạng các đỉnh cao nhất của hồ sơ công suất trong hồ sơ mà nó nhận được. RIS tự quản có thể tính toán tại chỗ cấu hình tối ưu và tự mình khởi động nó dựa trên các vị trí góc.

13.3.8. RIS được quản lý bởi UE

Trong một kịch bản triển khai trong nhà, RIS có thể là một bộ phận của một mạng cá nhân hay mạng truy nhập cục bộ. Mạng truy nhập cục bộ và mạng cá nhân có thể hoạt động tại phổ tần không cần cấp phép, chẳng hạn Wifi, hoặc làm việc tại tần phổ cần được cấp phép như mạng tại cơ sở khách hàng (CPN Customer Premises Network) hay mạng

internet vạn vật cá nhân (PIN: Personal Internet of Things Network). Vì cả CPN và PI được xem như là các mạng cá nhân phạm vi nhỏ nằm trong vùng phủ của một mạng công cộng, các thực thể mạng cá nhân như cổng gia đình phát triển (eRG: Evolved Residential Gateway) cho phần tử CPN và PIN có khả năng quản lý đối với PIN sẽ chịu trách nhiệm cho quản lý mạng và (hoặc) các khía cạnh điều khiển. Ngoài ra kỳ vọng là các UE thuộc các mạng cá nhân và truy nhập cục bộ có thể có các kết nối trực tiếp hoặc không trực tiếp hay cả hai.

Trong trường hợp mạng Wifi được tích hợp RIS, điểm truy nhập WiFi có thể cho phép một trong số các UE được kết nối mạng WiFi điều khiển RIS để thiết lập và duy trì kết nối đến một UE (hoặc nhiều UE) trong phổ tần không cần cấp phép.

Trong trường hợp mạng CPN được tích hợp RIS, eRG có thể cho phép một trong số các UE thuộc CPN điều khiển RIS để thiết lập và duy trì kết nối với một UE (hoặc nhiều UE) trong CPN.

Trong trường hợp mạng PIN được tích hợp RIS, phần tử PIN có khả năng quản lý có thể cho phép một trong số các phần tử PIN (có thể là thiết bị 3GPP hoặc không phải 3GPP) điều khiển RIS để thiết lập và duy trì một kết nối với một (hay nhiều) phần tử PIN khác trong PIN.

Trong cả hai trường hợp đối với CPN và PIN, eRG hay phần tử PIN có khả năng quản lý có thể lập cấu hình RIS cho một dải tần số hoạt động đặc thù. Trong trường hợp hoạt động trong phổ tần cần được cấp phép, đầu tiên phải được mạng cấp quyền cho hoạt động trong phổ tần cần được cấp phép.

14. KIẾN TRÚC CỦA MẠNG ĐƯỢC TÍCH HỢP RIS

14.1. Tổng quan

RIS có thể được tích hợp vào mạng cho mục đích sử dụng khác nhau như: để cải thiện truyền thông, để tăng cường cảm biến và định vị. Với các mục đích sử dụng và các kịch bản khác nhau, cấu hình topo của mạng tích hợp RIS có thể khác nhau. Các cấu hình topo này sẽ được phân tích theo từng trường hợp trong phần này. Ngoài ra khi được tích hợp vào mạng, có thể có nhiều RIS được triển khai trong mạng và các RIS này phải nhận được thông tin điều khiển để hoạt động. Cách điều khiển RIS và cách lựa chọn RIS phù hợp cũng được trình bày trong phần này.

14.2. Cấu hình topo của mạng được tích hợp RIS

14.2.1. Cấu hình topo của mạng được tích hợp RIS cho truyền thông

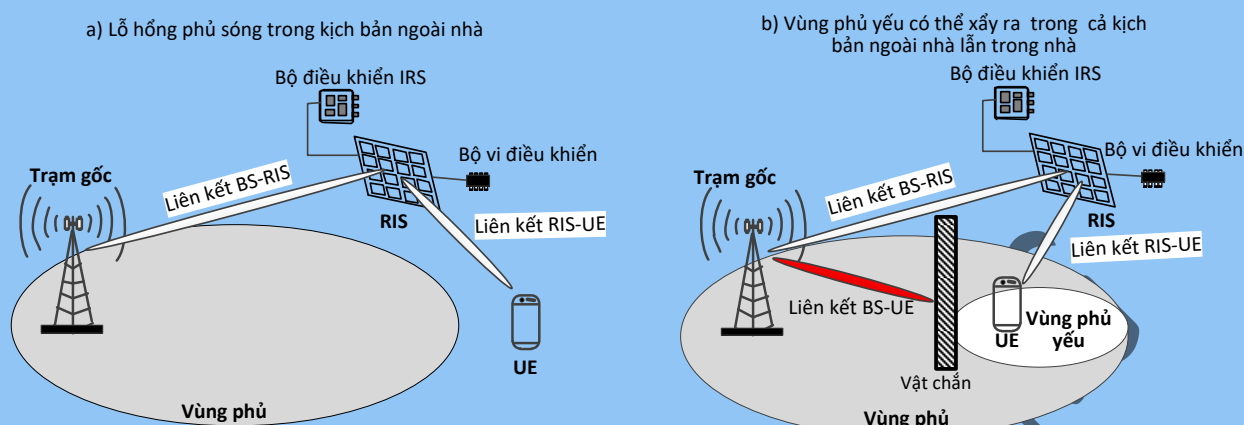
Phần dưới đây sẽ xét các cấu hình topo với các giả định khác nhau về khả năng của RIS.

Trường hợp A:

- Cấu hình topo của mạng được tích hợp RIS cho truyền thông bao gồm hai thực thể: máy phát dựa trên RIS và máy thu. Trong trường hợp này RIS được coi như là một phần của máy phát và nó thường được đặt cùng vị trí với máy phát chẳng hạn có thể là máy phát mMIMO dựa trên RIS. RIS được sử dụng để thay thế bộ dịch pha thông thường và bộ khuếch đại công suất để xử lý tín hiệu từ một mảng anten số kích cỡ nhỏ với tiêu thụ công suất và giá thành thấp.

Trường hợp B:

- Cấu hình topo của mạng tích hợp RIS cho truyền thông bao gồm ba thực thể: máy phát, RIS và máy thu. Trong trường hợp này RIS được coi như là một nút trung gian và thường được đặt tại các vị trí phân tán;
- Thí dụ, trong các hệ thống tổ ong, các điểm phủ sóng yếu, nơi mà cường độ tín hiệu thu của ô đang phục vụ thấp hơn mức cần để duy trì một kết nối ổn định và các lỗ hổng phủ sóng giống như vùng phủ yếu nhưng các tín hiệu yếu tại cả ô đang phục vụ và các ô lân cận, dẫn đến giảm cấp hiệu năng phục vụ. Mạng được tích hợp RIS có thể khắc phục các vấn đề nói trên trong các hệ thống tổ ong hiện có bằng cách phản xạ tín hiệu đến các vùng gặp vấn đề;
- Hai kịch bản khác nhau có thể được sử dụng cho mạng được tích hợp RIS để tăng cường vùng phủ sóng của các mạng tổ ong. Kịch bản thứ nhất xem xét một hệ thống ngoài nhà nơi xảy ra lỗ hổng phủ sóng như minh họa hình 14.1a hay vùng phủ sóng yếu gây ra bởi một cấu trúc chắn giữa BS và UE như minh họa trên hình 14.1b. Kịch bản thứ hai xem xét một hệ thống trong nhà, nơi mà xảy ra vấn đề suy giảm/ chặn tín hiệu giữa ngoài nhà và trong nhà cản trở việc phủ sóng trong các tòa nhà và sau các bức tường. Kịch bản này được mô tả trên hình 14.1b;
- Trong cả hai kịch bản, topo mạng tích hợp RIS bao gồm ba phần tử: BS, RIS và UE và RIS có bộ vi điều khiển để quyết định đáp ứng của nó trong vùng điện từ dựa theo thông tin điều khiển đến từ bộ điều khiển RIS. Trong topo này, RIS được sử dụng để mở rộng vùng phủ sóng của trạm gốc để đảm bảo kết nối (liên kết) với UE nằm ngoài vùng phủ sóng của BS hoặc cải thiện chất lượng tín hiệu thu khi xảy ra vùng phủ sóng yếu đối với một UE nằm trong vùng phủ sóng của BS.



Hình 14.1. Các kịch bản tăng cường vùng phủ sóng được tích hợp RIS

Kịch bản C:

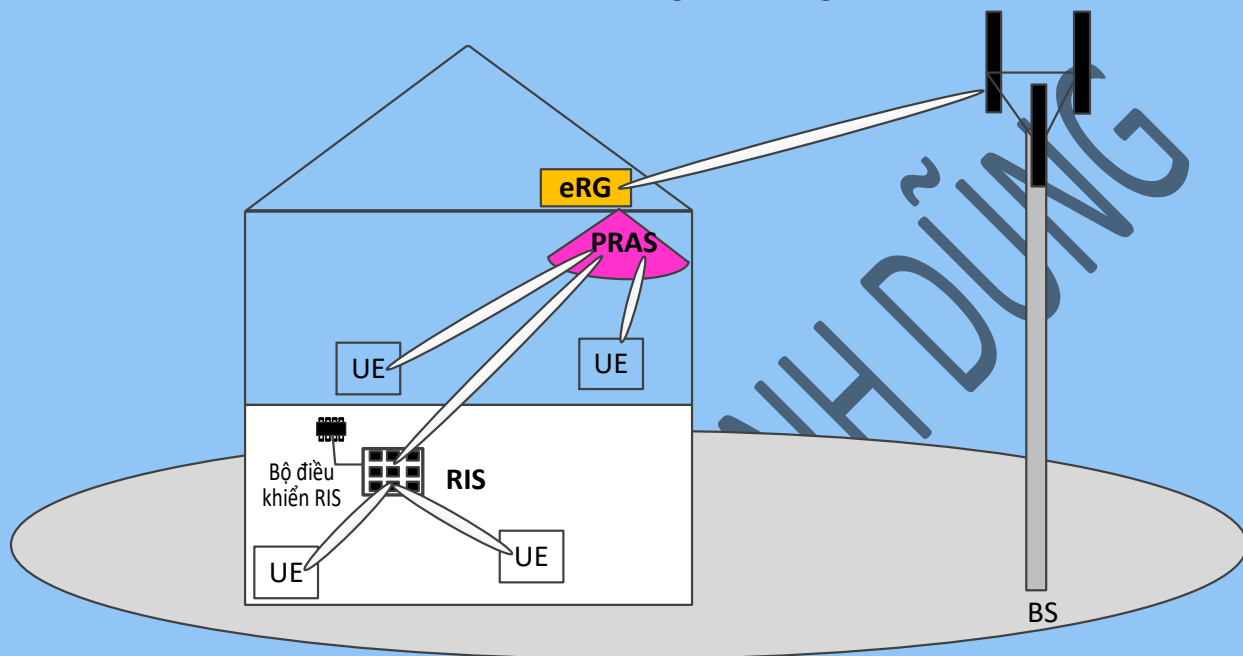
So với kịch bản B, trong kịch bản C, topo của mạng được liên kết RIS cho truyền thông không chỉ bao gồm các thực thể của mạng tổ ong mà phạm vi nhỏ, trong nhà, còn bao gồm cả các thực thể của mạng cá nhân là một phần của các mạng CPN, PIN hay mạng WiFi. Trong trường hợp này, RIS được coi như một nút trung gian không chỉ đối với trạm gốc (hay điểm truy nhập) trong nhà mà còn đối với truyền thông thiết bị đến thiết bị (Device to Device) và thường được đặt tại các vị trí phân tán.

Trong kịch bản C đối với CPN được tích hợp RIS, topo bao gồm bốn thực thể sau:

- Trạm gốc ngoài nhà;
- Bộ điều khiển RIS có bộ vi điều khiển để quyết định đáp ứng (hoặc các đáp ứng) của RIS trong vùng điện từ tho thông tin điều khiển từ bộ điều khiển RIS;
- Cổng gia đình phát triển (eRG: Evolved Residential Gateway), là cổng giữa nhà khai thác mạng công cộng (cố định, di động, cáp) với một mạng tại cơ sở khách hàng (CPN) bên trong nhà ở, văn phòng hay cửa hàng;
- Trạm truy nhập vô tuyến tại cơ sở khách hàng (PRAS: Permits Radio Access Station), là một trạm gốc được thiết lập tại một CPN chủ yếu để sử dụng trong một nhà ở, văn phòng hoặc cửa hàng.

Hình 14.2 cho thấy topo của CPN được tích hợp RIS. CPN là một mạng đặt tại một cơ sở của khách hàng (nhà ở, văn phòng hay cửa hàng) được sở hữu, lắp đặt và hoặc (ít nhất là một phần) bởi khách hàng của một nhà mạng công cộng. Khu nhà ở bao gồm nhà ở,

công sở, cửa hàng có thể nằm trong vùng phủ của một mạng. eRG và PRAS nằm trong khu nhà ở. PRAS cung cấp truy nhập đến hệ thống 5G hoặc 6G cho các UE trong vùng dân cư và được kết nối (không dây hoặc có dây) đến một eRG. eRG được kết nối đến cùng hệ thống 5G, 6G thông qua các liên kết không dây hoặc có dây. Phụ thuộc vào khu dân cư được xét, có thể có nhiều PRAS cho cùng một mạng nhà ở.



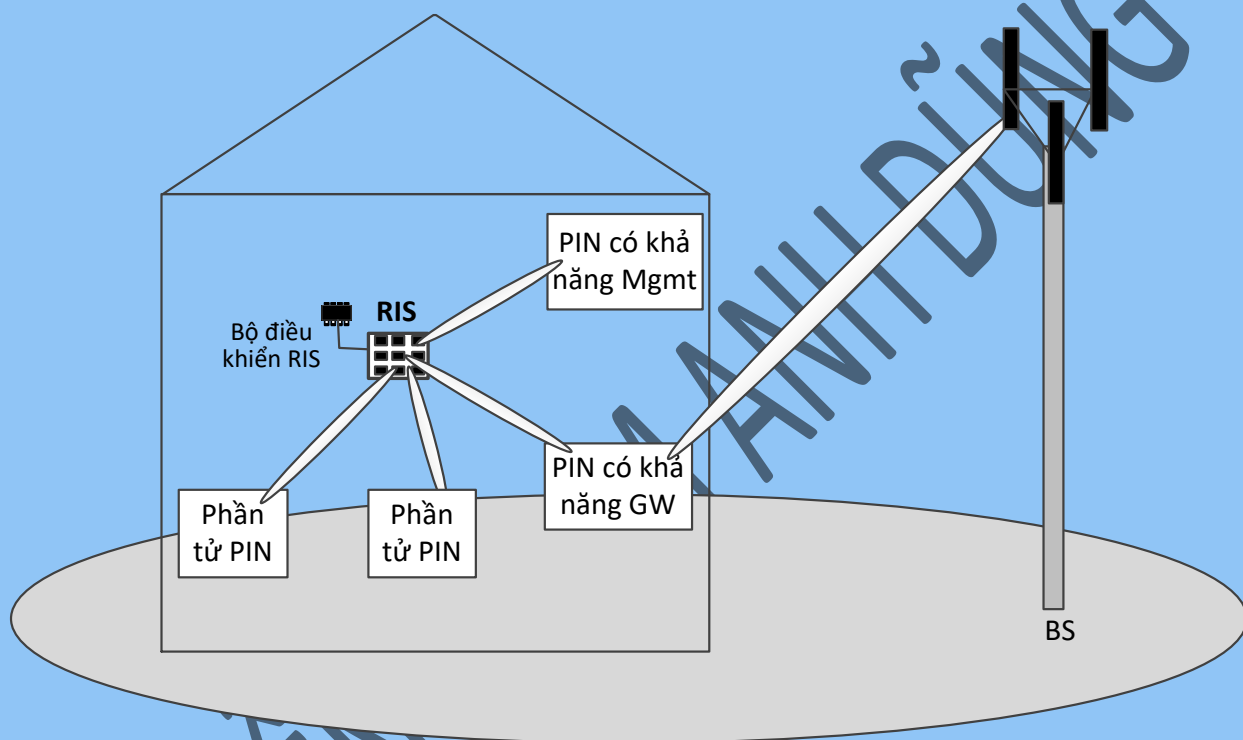
Hình 14.2. Topo của CPN được tích hợp RIS

Trong kịch bản đối với PIN được tích hợp RIS, topo bao gồm các thực thể sau:

- Trạm gốc ngoài nhà;
- Bộ điều khiển RIS và RIS có bộ vi điều khiển để quyết định đáp ứng của RIS trong miền điện từ theo thông tin khiển từ bộ điều khiển RIS;
- Phần tử PIN, là các UE và các thiết bị được trao quyền truyền thông trong PIN;
- Phần tử PIN có khả năng cổng (GW: Gateway), là một phần tử PIN có khả năng cung cấp kết nối với mạng 5G, 6G cho các phần tử PIN khác sử dụng các kết nối PIN trực tiếp;
- Phần tử PIN có khả năng quản lý (Mgmt: Management Element), là phần tử PIN với khả năng quản lý có khả năng quản lý PIN.

Hình 14.3. cho thấy topo của PIN được tích hợp RIS. PIN được lập cấu hình và được quản lý một nhóm bao gồm ít nhất là một UE hoặc nhiều phần tử PIN hoặc các UE được trao quyền (hoặc được trao quyền trước) truyền thông với các UE khác. Các phần tử PIN có thể sử dụng các kết nối PIN trực tiếp hoặc có thể yêu cầu một chuyển tiếp cho truyền

thông đầu cuối-đầu cuối. Kết nối PIN trực tiếp trong phổ tần 3GPP được định nghĩa trong ETSI TS 122 264. Phần tử PIN có khả năng quản lý thu nhận thông tin về các phần tử PN như định dạng, khả năng của chúng và quản lý PIN. Phần tử PIN có khả năng GW được kết nối đến mạng 5G, 6G để cung cấp kết nối trực tiếp hay gián tiếp giữa các phần tử PIN và các mạng 5G, 6G. Cùng một phần tử PIN có thể có cả khả năng quản lý (Mgmt) và cổng (GW). PIN có ít nhất một phần tử PIN có khả năng Mgmt và một phần tử PIN có khả năng GW.



Hình 14.3. Topo của PIN được tích hợp R

Trong topo này, RIS có thể được sử dụng để mở rộng vùng phủ cho PIN và (hoặc) cho các phần tử PIN muốn truyền thông PIN trực tiếp trong PIN.

14.3. Topo của mạng được tích hợp RIS cho ISAC

13.3.1. Tổng quan ISAC

Mạng viễn thông trước đây chỉ được sử dụng cho mục đích truyền thông. Khi ngành công nghiệp không dây phát triển theo hướng 6G, các mạng viễn thông truyền thống và công nghệ cảm biến như radar và LiDAR đang bắt đầu hội tụ trong một tiến bộ mang tính đột phá được gọi là cảm biến và truyền thông tích hợp, hay ISAC.

ISAC (Integrated Sensing and Communication: cảm biến và truyền thông tích hợp)

đề cập đến việc sử dụng tín hiệu vô tuyến để "cảm nhận" hoặc phát hiện và xác định các vật thể và bề mặt khác nhau trong môi trường xung quanh. Các chức năng cảm biến vô tuyến sẽ được nhúng vào trạm gốc mạng hoặc thiết bị người dùng để bổ sung cho dữ liệu và thông tin nhận được về các vật thể được kết nối và không được kết nối trong môi trường của nó.

Sự hội tụ của viễn thông và cảm biến này có tiềm năng biến mọi điện thoại di động thành một thiết bị radar chức năng, có khả năng lập bản đồ và phát hiện những thay đổi trong môi trường xung quanh nó, và trang bị cho các mạng khả năng giám sát nhiều loại đối tượng và các yếu tố khác trong môi trường của chúng. Sự tích hợp mới lạ này sẽ mở ra một số cơ hội và trường hợp sử dụng mới cho cả nhà điều hành mạng và người dùng.

Ngày nay, ISAC là một trong những ví dụ rõ ràng nhất về sự khác biệt mới giữa 5G và 6G, cho thấy những khả năng và trường hợp sử dụng mới cho các nhà khai thác mạng di động mà trước đây không thể thực hiện được.

Tuy nhiên sự cải thiện nhận được từ ISAC bị hạn chế do đường truyền LoS không phải bao giờ cũng có trong hầu hết các môi trường. Một công nghệ có thể cải thiện môi trường truyền sóng vô tuyến thông qua việc bổ sung thêm nhiều đường truyền đó là các bề mặt khả lập lại cấu hình thông minh: RIS. Nói chung, RIS bao gồm một mảng các bộ dịch pha hoàn toàn thụ động có thể điều chỉnh được từ xa để tạo ra một dịch pha đặc thù đối với tín hiệu tới (Beamforming: tạo búp). Các bộ tạo búp này được tạo búp với hai mục tiêu cho các phương đích. Trước hết đảm bảo rằng mọi UE nhận được tỷ số tín hiệu trên tạp âm cộng nhiễu (SNIR) cần thiết tối thiểu. Điều này đảm bảo cường độ tín hiệu đủ mạnh so với tạp âm và nhiễu để đảm bảo hiệu năng truyền thông tốt đối với các UE. Thứ hai, bộ tạo búp có mục đích giảm thiểu giới hạn dưới của Cramer-Rao (Cramer-Rao Lower Bound). Giới hạn dưới của Cramer-Rao là một số đo độ chính xác tốt nhất có thể đạt được đối với ước tính thông số khi sử dụng một kỹ thuật cảm biến cho trước. Bằng cách giảm thấp giới hạn này, độ chính xác ước tính thông số radar có thể được cải thiện dẫn đến hiệu năng cảm biến tốt hơn.

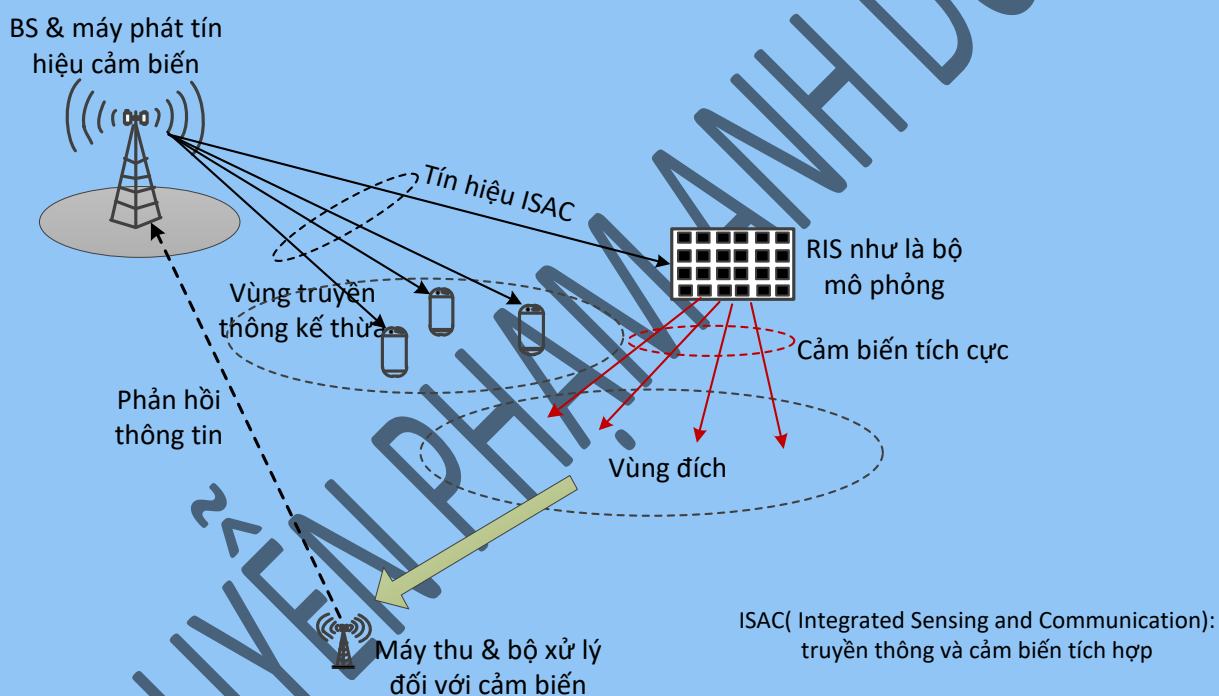
Trong các hệ thống tổ ong, tín hiệu vô tuyến trên cơ sở cảm biến có thể có thể được thực hiện với xem xét RIS cho cả chế độ cảm biến tích cực và thụ động bằng các topo thích hợp. Phần này sẽ xem xét các topo đặc thù cho cảm biến.

14.3.2. Cảm biến tích cực:

Các hình 14.4, 14.5 và 14.6 minh họa hai topo khác nhau (trường hợp A1/A2 và trường hợp B) với các giả định khác nhau về khả năng của RIS:

Trường hợp A1:

Topo của hệ thống ISAC cho trường hợp A1, bao gồm ba thực thể: BS, RIS và một máy thu/bộ xử lý bổ sung. RIS hoạt động như một bộ mô phỏng để cho phép cảm biến tích cực bằng cách chuyển tiếp tín hiệu ISAC đến vùng đích. Hành vi chuyển tiếp có thể được điều khiển bởi mạng. Các kết quả tương ứng sẽ được phản hồi đến BS bởi máy thu/ bộ xử lý đối với cảm biến, đây có thể là các thực thể hoặc một RIS khác. Trường hợp A1 thường được đề cập là cảm biến song tĩnh (Bi-Static Sensing), trong đó các nút để phát các tín hiệu cảm biến và nút thu tín hiệu đáp ứng là các nút khác nhau.



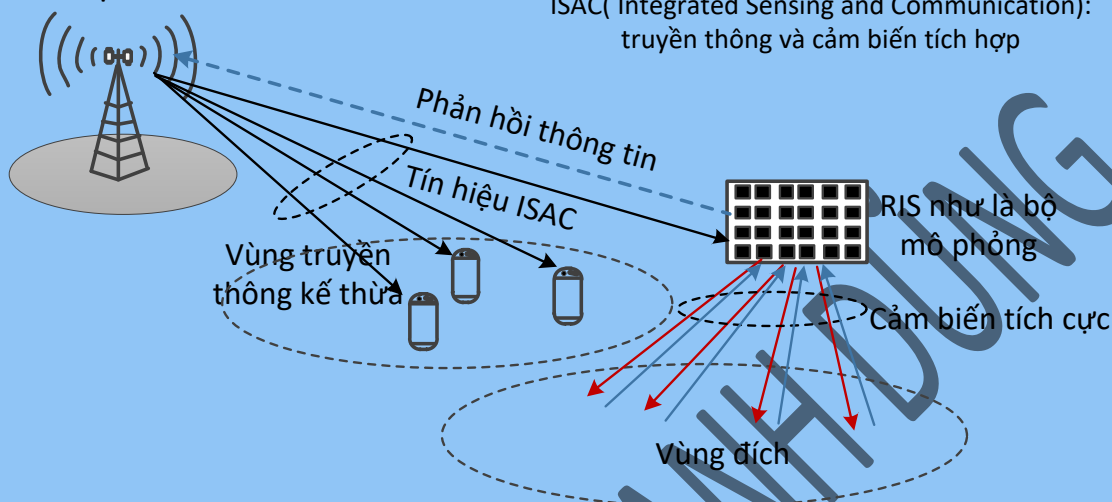
Hình 14.4. Topo khái niệm của hệ thống cảm biến tích cực được tích hợp RIS: trường hợp A1

Trường hợp A2:

Topo hệ thống ISAC cho trường hợp A2 bao gồm hai thực thể: BS và RIS. RIS hoạt động như một bộ mô phỏng để cho phép cảm biến tích cực bằng cách chuyển tiếp tín hiệu ISAC từ BS đến vùng đích và cũng chuyển tiếp tín hiệu hồi đáp đến BS. Lợi ích chính của trường hợp này sử dụng RIS thụ động chỉ là bộ mô phỏng và không có khả năng thu.

Trường hợp A2 thường được đề cập như là cảm biến đơn tĩnh (Mono-Static), tại đây nút phát tín hiệu cảm biến và nút thu tín hiệu cảm biến là cùng một nút.

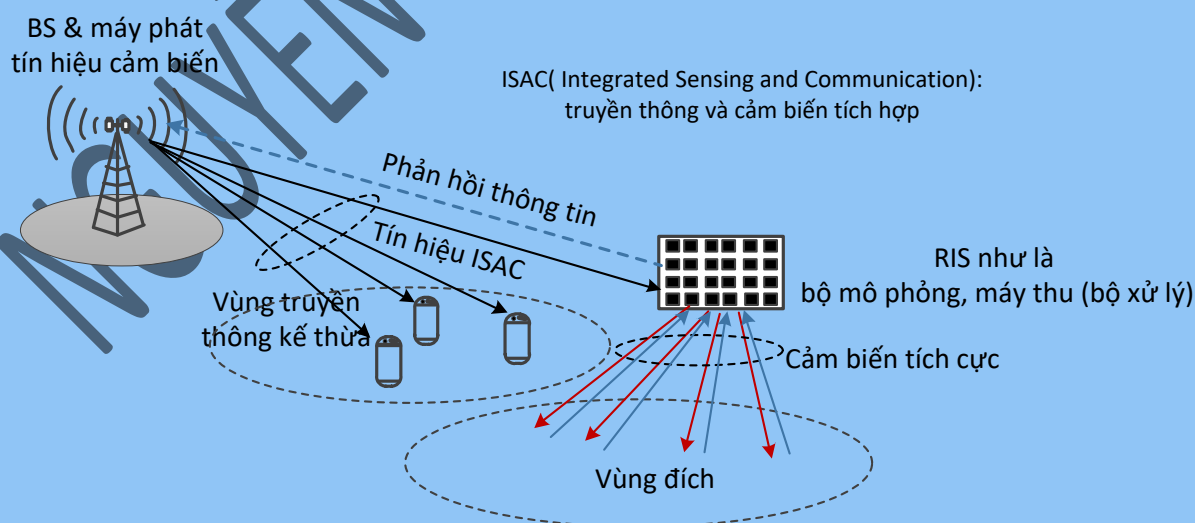
BS & máy phát và máy thu tín hiệu cảm biến



Hình 14.5. Topo khái niệm của hệ thống cảm biến tích cực được tích hợp RIS: trường hợp A2

Trường hợp B:

Topo của hệ thống ISAC cho trường hợp B bao gồm hai thực thể: BS và RIS. RIS hoạt động như với vai trò cả bộ mô phỏng lẫn máy thu (bộ xử lý) để cho phép cảm biến tích cực bằng cách chuyển tiếp tín hiệu ISAC đến vùng đích và thu tín hiệu hồi đáp.



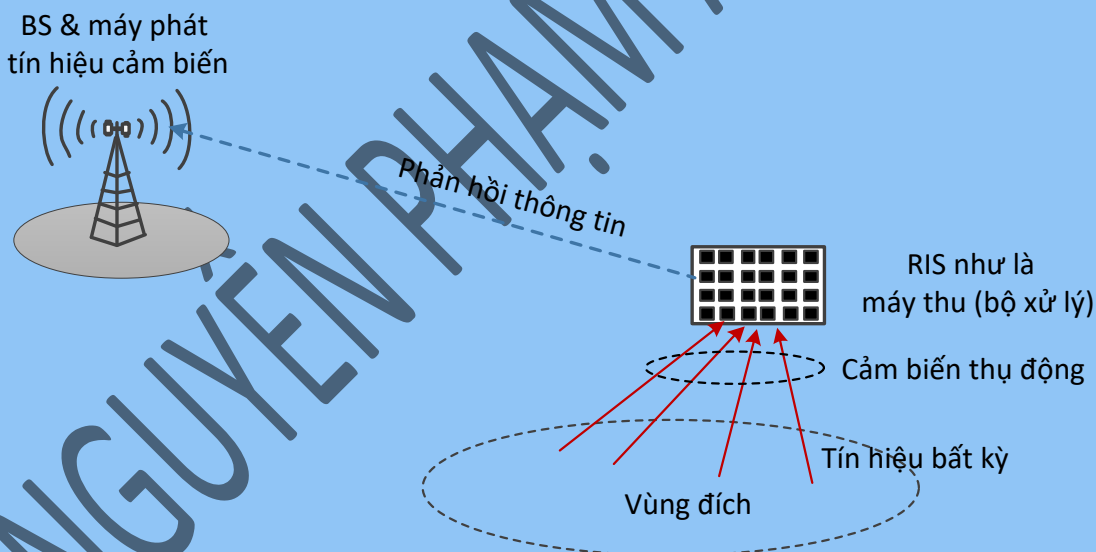
Hình 14.6. Topo khái niệm của hệ thống cảm biến tích cực được tích hợp RIS: trường hợp B

14.3.3. Cảm biến tích cực

Các hình 14.4, 14.5 và 14.6 minh họa hai topo khác nhau (trường hợp A và trường hợp B1/B2) với các giả định khác nhau về khả năng của RIS:

Trường hợp A:

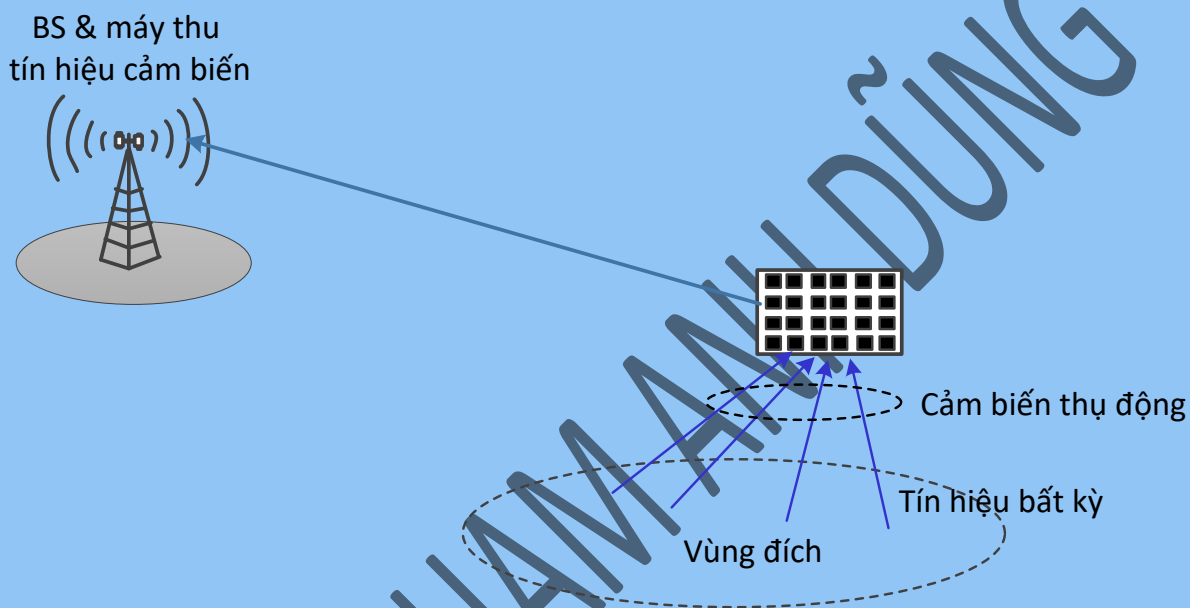
Như minh họa trên hình 13.6 đối với cảm biến thụ động, cho trường hợp A, trong topo này hệ thống ISAC bao gồm hai thực thể: BS và RIS. RIS sẽ hoạt động như là máy thu để điều khiển cảm biến thụ động cho vùng đích bằng cách giám sát (với chuyển tiếp hay xử lý) tín hiệu vô tuyến. Và hành vi tương ứng cũng có thể được xem xét bởi mạng.



Hình 13.6. Topo khái niệm của hệ thống cảm biến thụ động được tích hợp RIS: trường hợp A

Trường hợp B1:

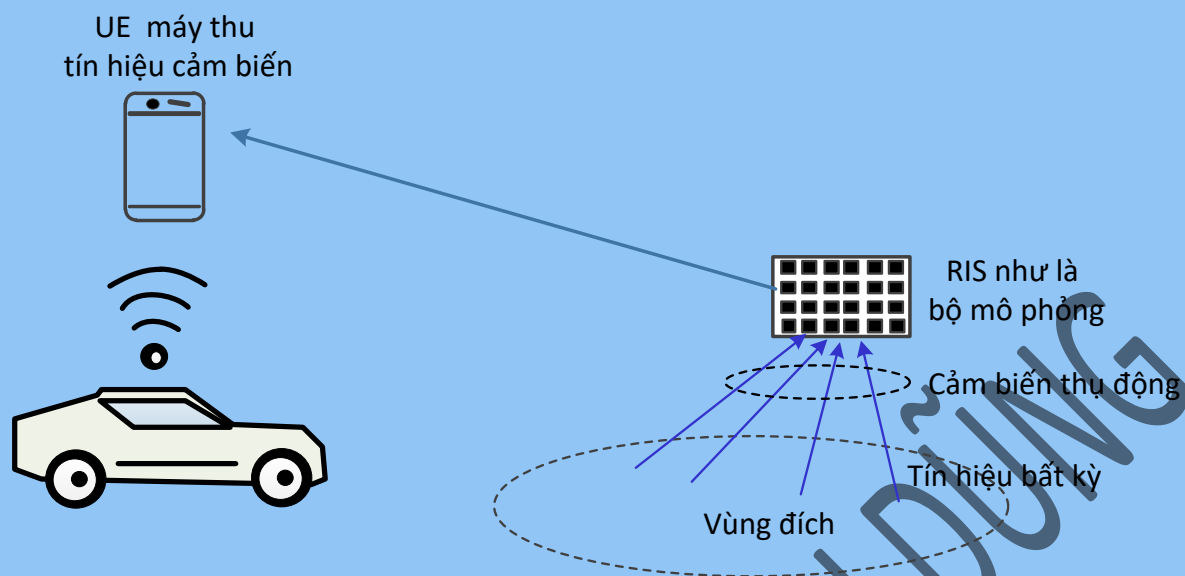
Như minh họa trên hình 13.7 đối với cảm biến thụ động cho trường hợp B1, trong topo này hệ thống ISAC bao gồm hai thực thể: BS và RIS. RIS sẽ hoạt động như là bộ mô phỏng (không có khả năng máy thu) để điều khiển cảm biến thụ động cho vùng đích bằng cách giám sát và chuyển tiếp tín hiệu đến BS. Lợi ích cnhinhhs của trường hợp này là sử dụng bộ RIS thụ động chỉ là bộ mô phỏng và không có khả năng máy thu.



Hình 13.7. Topo khái niệm của hệ thống cảm biến thụ động được tích hợp RIS: trường hợp B1

Trường hợp B2:

Như minh họa trên hình 13.8 đối với cảm biến thụ động cho trường hợp B2, trong topo này hệ thống ISAC bao gồm hai thực thể: UE và RIS. RIS sẽ hoạt động như là bộ mô phỏng (không có khả năng máy thu) để điều khiển cảm biến thụ động cho vùng đích bằng cách giám sát và chuyển tiếp tín hiệu từ vùng đích đến UE. Một ứng dụng tiềm năng cho topo này là phát hiện biển báo giao thông bên đường và các tín hiệu bởi các xe tự hành.



Hình 13.7. Topo khái niệm của hệ thống cảm biến thụ động được tích hợp RIS: trường hợp B2

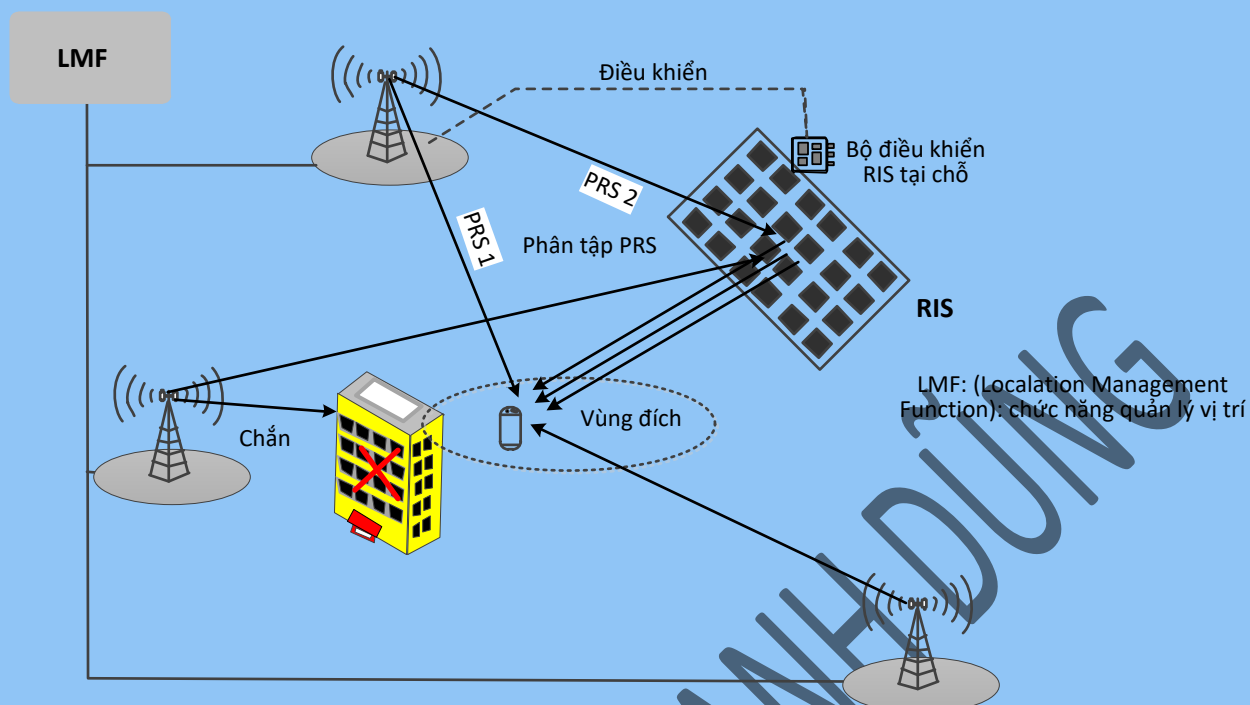
15.. CẤU HÌNH TOPO CỦA MẠNG ĐƯỢC TÍCH HỢP RIS CHO ĐỊNH VỊ

Sử dụng RIS trong mạng tổ ong cho phép tăng cường định vị UE. RIS có thể đảm bảo mức độ tự do cao hơn bằng cách sử dụng các phản xạ khả lập trình và tạo búp.

15.1. kịch bản nhiều trạm gốc – nhiều RIS

Trong mạng di động tổ ong, UE thường định vị dựa trên đo các tín hiệu tham chuẩn định vị (PRS: Positioning Reference Signal) từ nhiều trạm gốc (xem phần tổng quan các quy tắc định vị) gồm cả BS đang phục vụ trong trường hợp định vị DL. Các kết quả đo bao gồm: hiệu số thời gian tín hiệu tham chuẩn (RSTD: Reference Signal Time Difference), RSRP và AoD từ nhiều BS được các BS báo cáo cho server định vị, nơi mà truyền dẫn của PRS được lập cấu hình và ước tính định vị (Triangulation: phép đo đặc tam giác) được thực hiện. Độ chính xác định vị phụ thuộc và nhiều nhân tố: sự khả dụng của LoS đối với từng BS và số lượng các BS được quan trắc (Anchor nodes: các nút neo).

Triển khai RIS trong mạng có thể là một công cụ định vị để nâng cao độ chính xác định vị. Như minh họa trên hình 15.1, RIS có thể mở rộng vùng phủ sóng của PRS được phát từ một BS bị che khuất trong trường hợp có vật chắn và vì thế tăng số lượng các nút neo tại UE.



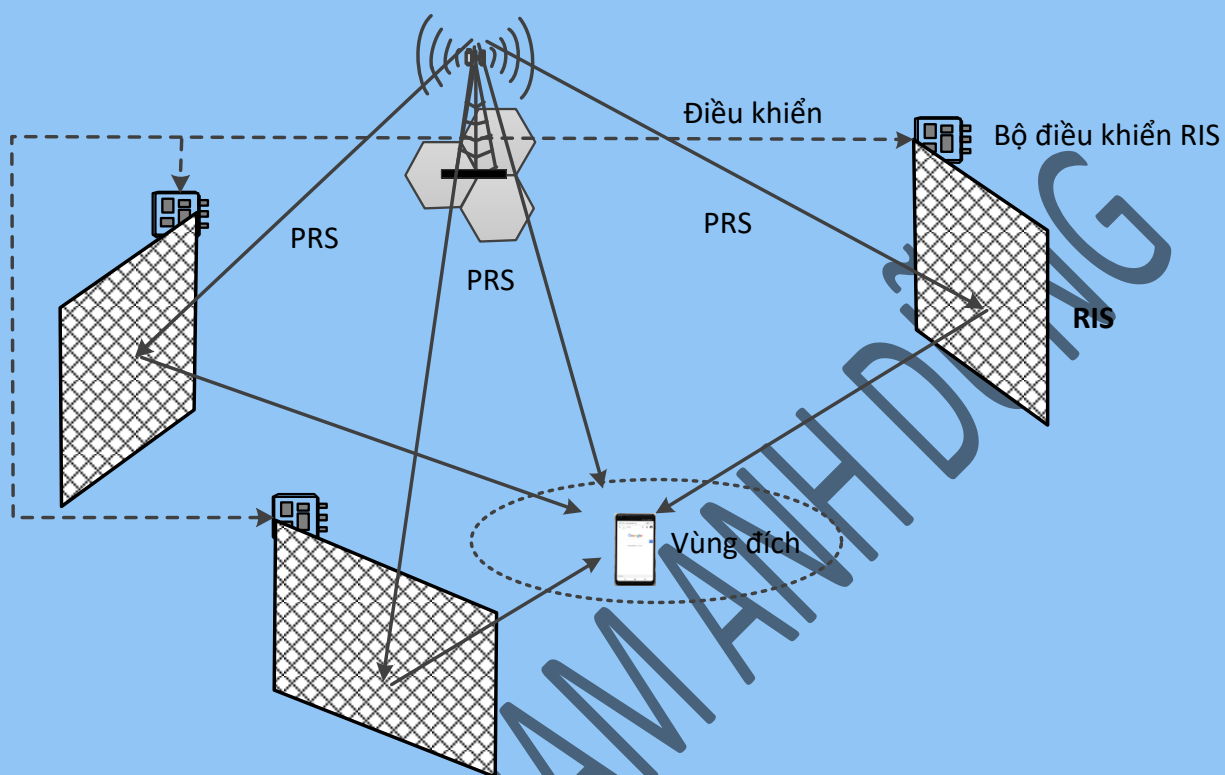
Hình 15.1. Cấu trúc topo khái niệm của định vị được tích hợp IRS với nhiều BS

Ngoài ra nhiều BS có thể được lập cấu hình bởi chức năng quản lý vị trí (LMF: Location Management Function) bằng cấu hình truyền dẫn nhiều PRS cho các BS. Truyền dẫn nhiều PRS có thể được thực hiện theo TDM (Time Division Multiplex) trong đó một BS phát một tín hiệu PRS trong một số khe tại một tập tài nguyên nhất định đến vùng đích và trong các khe khác, nó hướng bức sóng PRS khác đến RIS. Bằng cách lập cấu hình bật RIS phù hợp trong các khe thời gian tương ứng, ta có thể đạt được phân tập PRS nhiều hơn tại UE cho từng BS. Ngoài phân tập thu PRS, bản thân RIS cũng được nhìn nhận như là một nút neo bổ sung để nâng cao tính chính xác định vị.

15.2. Kích bản một trạm gốc-nhiều RIS

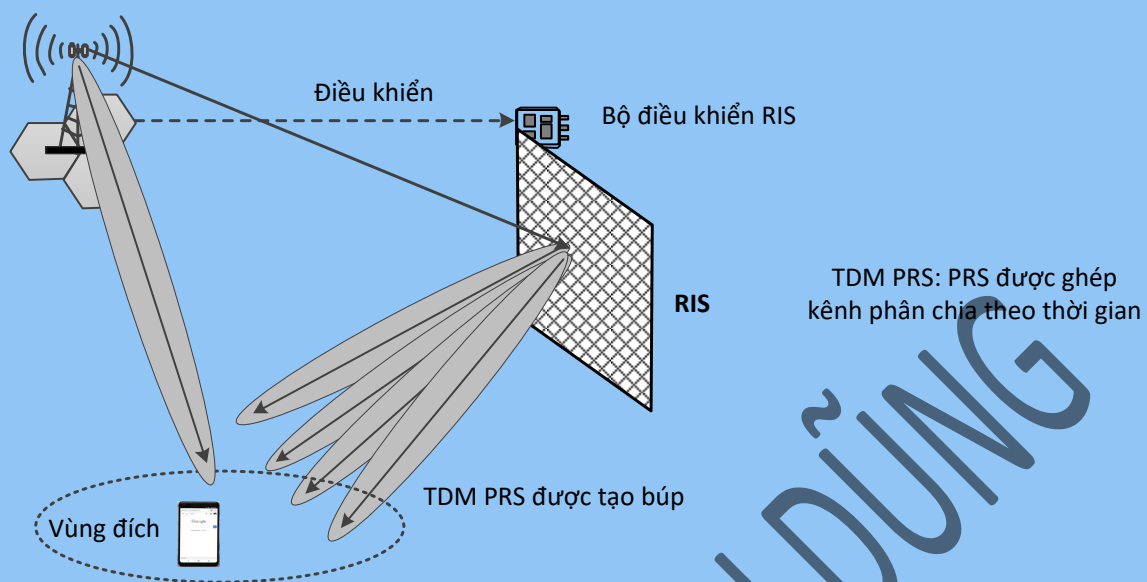
Trong một số kịch bản, định vị trong nhà chẳng hạn, có thể gặp khó khi triển khai nhiều BS để đạt được độ chính xác định vị. Lắp đặt hợp lý các RIS kết nối đến một BS có thể được triển khai để nâng cao độ chính xác định vị. Một PRS đặc thù được lập cấu hình cho từng RIS có thể được phát bởi BS, được hướng bức sóng đến và được phản xạ bởi RIS trong một khe thời gian như mô tả trên hình 15.2.

Ngoài LoS trực tiếp từ BS, các PRS được phản xạ từ các RIS khác nhau sẽ cung cấp mức độ tự do cao hơn khi được UE nhìn nhận như là các nút neo và nhờ vậy cho phép ước tính vị trí UE tại chỗ tại BS tại mức RAN. Điều này hữu ích cho một số trường hợp định vị đòi hỏi trễ thấp.



Hình 15.2. Cấu hình khái niệm của định vị được tích hợp RIS với một BS/nhiều RIS

Một thí dụ khác, quét búp sóng tại RIS có thể được sử dụng để định vị với sử dụng một hay nhiều RIS như minh họa trên hình 15.3. BS điều khiển RIS để áp dụng quét búp sóng PRS trong các khe PRS khác nhau để phủ sóng vùng mà tại đó UE được kỳ vọng đang ở. Bằng cách báo cáo kết quả đo của nhiều búp được phản xạ từ RIS cộng với búp trực tiếp được chọn làm tham chuẩn, BS có thể ước tính tại chỗ vị trí của UE.



Hình 15.3. Topo của định vị được tích hợp RIS với một BS/nhiều RIS

1. Nguyễn Phạm Anh Dũng, “5G và lộ trình phát triển lên 6G”. Nhà xuất bản Thông tin và Truyền thông, 12/2022
2. Nguyễn Phạm Anh Dũng, “IoT (Internet vạn vật): Kiến trúc IoT, IoT công nghiệp và công nghiệp 4.0, IoT tổ ong”. Nhà xuất bản Thông tin và Truyền thông, 12/2022
3. Nguyễn Phạm Anh Dũng, “Truyền thông vệ tinh và truyền thông 3D trong các hệ thống 5G, 6G”. Nhà xuất bản Thông tin và Truyền thông, 2/2024
4. Nguyễn Phạm Anh Dũng, “Lý thuyết anten”. Sách điện tử, 10/2024
5. Yuiey Wu and others, “6G Mobile Wireless Communication Networks”. Springer, 2021
6. Fasal Tariq and others “6G Wireless: the Communication Paradigm Beyond 2030”. CRC Press, 2023
7. Aldulrahman Yarrali “From 5G to 6G: Technologies, Architecture, AI and Security”. IEEE Press, Wiley, 2023
8. Qingqing Wu and others “Intelligent Surfaces Empowered 6G Wireless Network”. IEEE Press, Wiley, 2024
9. ETSI GR RIS 003 V1.1.1 (2023-06), “Reconfigurable Intelligence Surfaces (RIS): Communication Models, Channel Models, Channel Estimation and Evaluation Methodology
10. ETSI GR RIS 001 V1.1.1 (2023-2024), “Reconfigurable Intelligence Surfaces (RIS): Use Cases, Deployment Scenarios and Requirements”
11. ETSI GR RIS 002 V1.1.1 (2023-08), “Reconfigurable Intelligence Surfaces (RIS): Technological Challenges, Architecture and Impact on Standardization”
12. ETSI GR RIS 002 V1.1.1 (2025), “Reconfigurable Intelligence Surfaces (RIS): Diversity and Multiplexing of RIS Aided Communications”
13. Qinquing Wu and Others, “Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Communications: A Tutorial”. ArXiv, 7/2020
14. Qinquing Wu and Rui Zang, “Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network: Joint Active and Passive Beamforming”. ArXiv, 2018
15. Antonia.M and Others, “Intelligent Surface-Aided Transmitter Architectures for Millimeter Wave Ultra Massive MIMO Systems”. ArXiv, 2021
16. Andre Bourdoux and others “6G White Paper on Localization and Sensing”. ArXiv, 6/2020
17. Haochen Li and others, “Channel Estimation for Reconfigurable Intelligent Surface-Aided Multiuser Communication Systems Exploiting Statistical CSI of Correlated RIS-User Channels”
18. Ji Wang and others, “Wideband Beamforming for RIS Assisted Near-Field Communications”. ArXiv, 1/2024
19. “Intelligent Reflecting Surface Based Localization of Mixed Near-Field and Far-Field Targets”. ArXiv, 1/2025
20. Nandan S. and M. Abdul Rahiman, “Intelligent Reflecting Surface (IRS) assisted mmWave Wireless Communication Systems: A Survey”. Journal of Communications vol. 17, no. 9, September 2022

21. Jida Zhang, Zhiyi Li, and Zijian Zhang, “Wideband Active RISs: Architecture, Modeling, and Beamforming Design”. IEEE Xplore, 2023
22. Rajeshwari Mistri, “Analysis of Reconfigurable Intelligence Surfaces: Emerging Technology of 6G”. International Research Journal of Modernization in Engineering Technology and Science, 9/2022
23. Rui Zhang, “Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Communication: Opportunities and Challenges”. WTC Online Seminar Sept 23, 2020
24. Zohair Abu-Shaban and others, “Near-field Localization with a Reconfigurable Intelligent Surface Acting as lens”. ArXiv, 2020
25. Wei Wang and Wei Zhang, “Signal processing for RIS-assisted millimeter-wave/terahertz communications”. Advance access publication 5 June 2023
26. Teng Ma and others, “Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Localization: Technologies, Challenges, and the Road Ahead”. IEEE Communication Society, 7/2023
27. Marco Di Renzo and Sergei Tretyakov, “Communication Models for Reconfigurable Intelligent Surfaces: From Surface Electromagnetics to Wireless Networks Optimization”. arXiv, 2022
28. Wankai Tang and others, “Wireless Communications with Reconfigurable Intelligent Surface: Path Loss Modeling and Experimental Measurement”. arXiv, 9/2020
29. Fan Liu Christos and Masouros Yonina C. Eldar *Editors*, “Integrated Sensing and Communications”. Springer, 2023
30. Mohamed I. Ismail and others, “RIS-Assisted Integrated Sensing and Communication Systems: Joint Reflection and Beamforming Design”. IEEE Communications Society, 12/2023
31. Guillaume de la Roche, Andres Alayón Glazunov, Ben Allen, “LTE – advanced and next generation wireless networks : channel modelling and propagation”. A John Wiley & Sons, 2012

NGUYỄN PHẠM ANH DŨNG