GIẢI PHÁP TẠO BÚP SÓNG LAI NÂNG CAO HIỆU SUẤT PHỔ CHO HỆ THỐNG 5G

Nguyễn Tiến Hòa^{*}, Nguyễn Văn Sơn[#]

*Hanoi University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam #Hanoi Open University, Hanoi, Vietnam

Tóm tắt: Các hệ thống truyền thông không dây thế hệ thứ 5 (5G) và hơn thế nữa đã bắt đầu sử dụng bước sóng milimet, chiu suy hao lớn khi truyền đi xa. Nhằm khai thác dải tần này một cách hiệu quả, các Ăng-ten cần có hệ số tăng ích đủ lớn để bù lại tổn hao trên đường truyền, hoặc tạo ra các búp sóng đủ nhỏ tập trung năng lượng định hướng. Bằng phương pháp sử dụng thêm ma trận tiền mã hóa sổ ở băng tần cơ sở, có thể tác động lên các mảng Ăngten để tạo ra những búp sóng theo hướng mong muốn, gia tăng cường đô tín hiệu và hiệu suất phổ với công suất phát không đổi. Tuy nhiên, phương pháp này có chi phí và độ phức tạp cao, chưa phù hợp trong điều kiện thực tế. Nghiên cứu này đưa ra một phương pháp kết hợp xử lý tín hiệu ở băng tần cơ bản và băng tần sóng vô tuyến cân tối ưu, giảm độ phức tạp hệ thống, đồng thời đạt mức hiệu suất phổ xấp xỉ mức tối ưu. Nghiên cứu đồng thời đề xuất thuật toán thiết kế ma trận kết hợp tại phía thu theo phương pháp tối thiểu hóa sai số bình phương trung bình (Minimum Mean Square Error - MMSE). Cuối cùng, nghiên cứu sử dụng mô phỏng để so sánh hiệu quả của thuật toán được đưa ra với phương pháp sử dụng ma trận tiến mã hóa số tối ưu.

Từ khóa: Massive MIMO, Hybrid Beamforming, Precoding, 5G.

I. MỞ ĐẦU

Hiện nay, với các kỹ thuật xử lý tín hiệu tại lớp vật lý như đa Ăng-ten, mã hóa kênh, hiệu suất phổ tín hiệu được cải thiện đáng kể [1]. Tuy nhiên, trong tương lai, khi kỹ thuật xử lý tín hiệu tại lớp vật lý đã dần đạt điển sự bão hòa và không còn nâng cao được hiệu suất phổ để có thể đáp ứng nhu cầu về lưu lương dữ liêu [2]. Để giải quyết vấn đề này, mở rộng dải băng tần cho tín hiệu vô tuyến ở dải tần số ngắn (milimet) là một giải pháp hiệu quả [3.] Kỹ thuật sử dụng sóng vô tuyến bước sóng milimet trong truyền thông trong nhà đã được thử nghiệm và có tốc độ truyền tín hiệu cao, đạt mức gigabit/giây [4]. Tuy nhiên, việc tăng tấn số sóng mang khiến cho cường độ tín hiệu chiu suy hao lớn hơn [5]. Bù lại, với bước sóng sóng mang ngắn, các Ång-ten có thể được ghép sát nhau, tạo ra các mång Äng-ten số lượng lớn. Mång Ăng-ten số lượng lớn có hệ số tăng ích lớn, đồng thời cho phép truyền nhiều luồng tín hiệu cùng lúc qua đó làm tăng hiệu suất phố [6].

Khối tiền mã hóa tín hiệu của hệ thống viễn thông

Tác giả liên hệ: Nguyễn Tiến Hòa,

Email: hoa.nguyentien@hust.edu.vn

Đến tòa soạn: 2/2022, chỉnh sửa: 3/2022, chấp nhận đăng: 4/2022.

bước sóng milimet có nguyên lý giống với hệ thống viễn thông đang được sử dụng, nhưng chịu thêm những giới hạn về phần cứng. Đặc biệt là quá trình xử lý kỹ thuật số cho ma trân tiền mã hóa yêu phần cứng RF chuyên dung cho mỗi phần tử/mång phần tử Ăng-ten. Đối với hệ thống cực nhiều Ăng-ten (sử dụng bước sóng milimet, vấn đề tạo búp sóng hoàn hoàn toàn bằng biến đổi số, dựa trên ma trận tiền mã hóa là không thực tế do chi phí cao và phức tạp [7]. Vì vậy, trong hệ thống 5G cực nhiều Ăng-ten cần tạo ra những búp sóng sử dung kết hợp giữa xử lý tín hiệu tương tự ở băng tần sóng vô tuyến thông qua các bộ dịch pha và ma trận tiền mã hóa ở băng tần cơ sở đang là giải pháp tin cây [8]. Tác giả trong [9] đã đề xuất những giải pháp xử lý tín hiệu tương tự có độ phức tạp thấp. Trong đó, các nghiên cứu [10] đưa ra phương pháp điều khiển chùm tia sử dụng bộ dịch pha. Tuy nhiên, những nghiên cứu kể trên chưa tập trung vào hệ thống đa Ăng-ten bước sóng milimet với mảng Ăng-ten lớn.

Trong nghiên cứu này, chúng tôi tập trung vào phương pháp tiền mã hóa và đề xuất thuật toán tối ưu với các yếu tố giới hạn về phần cứng, số lượng Ăng-ten lớn. Phương pháp tiền mã hóa thường được sử dụng cho các kỹ thuật tạo búp sóng, hỗ trợ truyền đa luồng (RF Chain) trong hệ thống truyền thống. Kết quả ban đầu về cách tiếp cân tiền mã hóa đã được trình bày trong [11]. Tác giả trong [12] xử lý vấn để tạo búp sóng bằng bề mặt phản xạ thông minh. Trong khi đó, vấn đề xây dựng ma trận tiền mã hóa tối ưu trong các hệ thống nhiều luồng, cực nhiều Ăng-ten trở nên vô cùng phức tạp, do việc xây dựng ma trận tiền mã hóa cần dựa trên thông tin trạng thái kênh. Khi hệ thống 5G có số lượng ăng-ten cực nhiều, việc tính toán, hay ước lượng thông tin trạng thái kênh trở nên quá tốn kém, hoặc thâm chí không thể trong các môi trường kênh Pha-đinh. Vì vây. thay vì giải trực tiếp bài toán tối ưu, chúng tôi tìm ma trân tiền mã hóa cận tối ưu bằng các phép xấp xỉ dựa trên tính chất kênh truyền. Tiếp theo, chúng tôi nghiên cứu phía thu và đưa ra thuật toán thiết kế ma trận kết hợp theo phương pháp MMSE. Cuối cùng, chúng tôi đưa ra các kết quả mô phỏng chứng minh hiệu quả của phương pháp thiết kế.

Ký hiệu: Chữ in đậm, viết hoa đề cập đến ma trận, chữ cái viết thường in đậm đề cập đến Véc-tơ. **I**_K là ma trận đơn vị $K \times K$. Toán tử E {.} là kỳ vọng của một biến ngẫu nhiên. *CN* (*m*;σ) biểu thị một biến ngẫu nhiên Gaussian phức với trung bình *m* và phương sai σ. Kí hiệu ||. || biểu thị chuẩn Euclide. Tr(.) là tổng các phần tử trên đường chéo chính của ma trận. Rank (.) là hạng ma trận.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG



Hình 1. Sơ đồ điều khiển búp sóng lai trong hệ thống 5G

A) Hệ thống tạo búp sóng với ma trận tiền mã hóa

Chúng tôi xem xét một hệ thống truyền thông đa Ăng-ten (MIMO) như mô tả trên hình 1. Hệ thống gồm có N_t Ăng-ten phát, truyền đi N_s luồng dữ liệu độc lập tới N_r Ăng-ten thu. Hệ thống thống sử dụng N_t^{RF} luồng tín hiệu vô tuyến. Bên khối phát, ma trận tiền xử lý băng tân cơ bản \mathbf{P}_{BB} kích thước $N_t^{\text{RF}} \times N_s$ và ma trận tiền xử lý sóng vô tuyến \mathbf{P}_{RF} kích thước $N_t \times N_t^{\text{RF}}$ được sử dụng. $\mathbf{x} =$ $\mathbf{P}_{\text{RF}}\mathbf{P}_{\text{BB}}\mathbf{s}$, với \mathbf{s} là vector kích thước $N_s \times 1$ thỏa mãn $\mathbb{E}[\mathbf{ss}^*] = \frac{1}{N_s}\mathbf{I}_{N_s}\mathbf{P}_{\text{BB}}$ Tín hiệu sau khi đi qua kênh truyền và chịu nhiễu môi trường sẽ được viết thành:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{P}_{\mathrm{RF}} \mathbf{P}_{\mathrm{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{n},\tag{1}$$

trong đó, ρ là công suất phát trung bình, **H** là ma trận kênh kích thước $N_r \times N_t$ và **n** là vector nhiễu Gauss với các phần tử tuân theo phân phối xác suất $CN(0, \sigma_n^2)$.

Hệ thống thu sử dụng N_r^{RF} luồng sóng vô tuyến, ma trận kết hợp sóng vô tuyến \mathbf{G}_{RF} kích thước $N_r \times N_r^{RF}$ và ma trận kết hợp băng tần có sở \mathbf{G}_{BB} kích thước $N_r^{RF} \times N_s$. Sau xử lý, tín hiệu thu được biểu diễn

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{G}_{BB}^* \mathbf{G}_{RF}^* \mathbf{H} \mathbf{P}_{RF} \mathbf{P}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{G}_{BB}^* \mathbf{G}_{RF}^* \mathbf{n}.$$
 (2)

Đặt $\mathbf{G}_{BB}^* \mathbf{G}_{RF}^* \mathbf{H} \mathbf{P}_{RF} \mathbf{P}_{BB} = \mathbf{H}_{new}$ và $\mathbf{G}_{BB}^* \mathbf{G}_{RF}^* \mathbf{n} = \mathbf{n}_{new}$, hiệu suất phố *R* khi đó sẽ được biểu diễn theo công thức (3) như sau:

$$R = \log_2 \left(\left| \mathbf{I}_{N_{\rm s}} + \frac{\rho}{N_{\rm s}} \mathbf{R}_{\rm n}^{-1} \mathbf{H}_{\rm new} \mathbf{H}_{\rm new}^* \right| \right), \tag{3}$$

trong đó $\mathbf{R}_{n} = \sigma_{N}^{2} \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF} \mathbf{G}_{BF} \mathbf{G}_{BB}$ là ma trận hiệp phương sai của tín hiệu nhiễu. Hay ngắn gọn hơn, ta có thể viết

$$R = \log_2 \left(\left| \mathbf{I}_{N_{\rm S}} + \text{SINR} \times \mathbf{H}_{\rm new} \mathbf{H}_{\rm new}^* \right| \right). \tag{4}$$

B) Mô hình kênh truyền

thứ *i*. $(\phi_{il}^{t}, \theta_{il}^{t})$ và $(\phi_{il}^{r}, \theta_{il}^{r})$ lần lượt là các góc phương vị và góc nâng truyền và nhận. Các hàm $\Lambda_{t}(\phi_{il}^{t}, \theta_{il}^{t})$ và $\Lambda_{r}(\phi_{il}^{r}, \theta_{il}^{r})$ là các hệ số khuếch đại của một Ăng-ten đơn tại các góc đi và đến tương ứng, còn $\mathbf{a}_{t}(\phi_{il}^{t}, \theta_{il}^{t})$ và $\mathbf{a}_{r}(\phi_{il}^{r}, \theta_{il}^{r})$ thể hiện đáp ứng của mảng Ăng-ten đối với các góc đó.

Các góc của tia tán xạ xuất phát từ một cụm tuân theo phân phối xác suất đều, tương tự như góc của các tia truyền đến. Các hàm $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ và $\mathbf{a}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ chỉ phụ thuộc vào cấu trúc của mảng Ăng-ten mà không phụ thuộc vào tính chất của các Ăng-ten thành phần.

III. THIẾT KẾ KHỐI TIỀN MÃ HÓA NHẰM TỐI ƯU HIỆU SUẤT PHỔ

Nghiên cứu này đưa ra giải pháp có thể áp dụng cho mọi cách sắp xếp mảng Ăng-ten. Mục tiêu của nghiên cứu là tối ưu hiệu suất phổ được tính toán trong công thức (4). Công thức (4) có 4 biến ma trận là các ma trận $G_{BB}, G_{RF}, P_{RF}, và P_{BB}$. Việc tối ưu đồng thời nhiều biến khiến cho bài toán trở nên phức tạp. Để đơn giản hóa, các khối tiền mã hóa sẽ được xem xét riêng biệt và ta sẽ tối ưu lượng tin chung giữa 2 ma trận P_{BB} và P_{RF} thay vì tối ưu hiệu suất phổ. Lượng tin chung của 2 ma trận được tính theo công thức

$$I(\mathbf{P}_{\rm RF}, \mathbf{P}_{\rm BB}) = \log_2 \left(|\mathbf{I}_{N_{\rm S}} + \frac{\rho}{N_{\rm S}\sigma_{\rm n}^2} \mathbf{H} \mathbf{P}_{\rm RF} \mathbf{P}_{\rm BB} \mathbf{P}_{\rm BB}^* \mathbf{P}_{\rm RF}^* \mathbf{H}^* | \right)$$
(6)

Bài toán được đưa về dạng tối ưu $I(\mathbf{P}_{\rm RF}, \mathbf{P}_{\rm BB})$ với điều kiện $\|\mathbf{P}_{\rm RF}P_{\rm BB}\|_F^2 = N_{\rm s}$ (điều kiện chuẩn hóa công suất phát). Bên cạnh đó, ma trận $\mathbf{P}_{\rm RF}$ được chọn từ một tập hợp các ma trận cho trước. Do đó, ta sẽ xem xét sự sai khác giữa $\mathbf{P}_{\rm RF}\mathbf{P}_{\rm BB}$ thực tế và ma trận tiền mã hóa tối ưu trên lý thuyết $\mathbf{P}_{\rm opt}$.

Phân rã giá trị đơn lẻ của H, có $\mathbf{H} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^*$ với U là ma trận trực giao kích thước $N_r \times \operatorname{rank}(\mathbf{H}), \Sigma$ là ma trận đường chéo kích thước rank (H) × rank (H) với các trị riêng xếp theo thứ tự giảm dần, và V là ma trận trực giao kích thước $N_t \times \operatorname{rank}(\mathbf{H})$. Từ đó, công thức (6) dược viết lại như sau

$$I(\mathbf{P}_{\rm RF}, \mathbf{P}_{\rm BB}) = \log_2 \left(| \mathbf{I}_{\rm rank (H)} + \frac{\rho}{N_s \sigma_{\rm d}^2} \Sigma^2 \mathbf{V}^* \mathbf{P}_{\rm RF} \mathbf{P}_{\rm BB} \mathbf{P}_{\rm BB}^* \mathbf{P}_{\rm RF}^* \mathbf{V} | \right).$$
(7)

 $\sqrt{\mathbf{H} = \frac{N_{\rm t}N_{\rm r}}{N_{\rm cl}N_{\rm ray}}} \sum_{i=1}^{N_{\rm cl}} \sum_{l=1}^{N_{\rm ray}} \alpha_{il} \Lambda_{\rm r}(\phi_{il}^{\rm r}, \theta_{il}^{\rm r}) \Lambda_{\rm t}(\phi_{il}^{\rm t}, \theta_{il}^{\rm t}) \mathbf{a}_{\rm r}(\phi_{il}^{\rm r}, \theta_{il}^{\rm r}) \mathbf{a}_{\rm t}(\phi_{il}^{\rm t}, \theta_{il}^{\rm t})^{*}.$ (5)

Công thức (5) biểu diễn ma trận kênh theo các góc tán xạ dựa trên mô hình kênh Saleh-Valenzuela [4]. Kênh ma trận **H** được coi là tổng của $N_{\rm cl}$ các cụm tán xạ, trong đó mỗi cụm có $N_{\rm ray}$ đường truyền. Ở đây $\alpha_{il} \sim CN(0, \sigma_{\alpha,i}^2)$ với $\sigma_{\alpha,i}^2$) là hệ số phức của tia thứ l, tạo ra bởi cụm tán xạ

$$(\mathbf{P}_{\mathrm{RF}}, \mathbf{P}_{\mathrm{BB}}) = \log_{2} \left(\left| \mathbf{I}_{\mathrm{rank}(\mathrm{H})} + \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \begin{bmatrix} \Sigma_{1}^{2} & 0\\ 0 & \Sigma_{2}^{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{11} & \mathbf{Q}_{12}\\ \mathbf{Q}_{21} & \mathbf{Q}_{22} \end{bmatrix} \right| \right) \approx \log_{2} \left(\left| \mathbf{I}_{N_{s}} + \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \mathbf{Q}_{11} \right| \right)$$
(9)
$$I(\mathbf{P}_{\mathrm{RF}}, \mathbf{P}_{\mathrm{BB}}) \approx \log_{2} \left(\left| \mathbf{I}_{N_{s}} + \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \right| \right) + \log_{2} \left(\left| \mathbf{I}_{N_{s}} - \left(\mathbf{I}_{N_{s}} + \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \right)^{-1} \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \left(\mathbf{I}_{N_{s}} - \mathbf{Q}_{11} \right) \right| \right)$$
$$\approx \log_{2} \left(\left| \mathbf{I}_{N_{s}} + \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \right| \right) - \operatorname{tr} \left(\left(\mathbf{I}_{N_{s}} + \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \right)^{-1} \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \left(\mathbf{I}_{N_{s}} - \mathbf{Q}_{11} \right) \right)$$
$$\approx \log_{2} \left(\left| \mathbf{I}_{N_{s}} + \frac{\rho}{N_{s}\sigma_{n}^{2}} \Sigma_{1}^{2} \right| \right) - \operatorname{tr} \left(\mathbf{I}_{N_{s}} - \mathbf{V}_{1}^{*} \mathbf{P}_{\mathrm{RF}} \mathbf{P}_{\mathrm{BB}} \mathbf{P}_{\mathrm{BF}}^{*} \mathbf{V}_{1} \right)$$
(10)

Ta tiếp tục xem xét các thành phần của 2 ma trận ${\bm V}$ và ${\bm \Sigma}$:

$$\begin{split} \boldsymbol{\Sigma} &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_1 & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{\Sigma}_2 \end{bmatrix}, \boldsymbol{V} = [\boldsymbol{V}_1 \quad \boldsymbol{V}_2], \text{ trong dó } \boldsymbol{\Sigma}_1 \text{ có kích thước} \\ N_s \times N_s và \boldsymbol{V}_1 \text{ có kích thước } N_t \times N_s. Ở dây, ma trận \boldsymbol{V}_1 \\ \text{chính là ma trận tối ưu trên lý thuyết } \boldsymbol{P}_{opt}, \text{ tuy nhiên } \boldsymbol{V}_1 \\ \text{không thể biểu diễn dưới dạng } \boldsymbol{P}_{RF} \boldsymbol{P}_{BB} \text{ với } \boldsymbol{P}_{RF} \text{ nằm trong} \\ tập hợp được cho trước. Nếu } \boldsymbol{P}_{RF} \boldsymbol{P}_{BB} \text{ dược thiết kế đủ sát} \\ \text{với } \boldsymbol{P}_{opt}, \text{ lượng tin chung tối ưu trên thực tế sẽ đạt được} \\ gần với lý thuyết. Mức chênh lệch này được định nghĩa$$
 $qua 2 phép xấp xỉ sau: 1) Các giá trị riêng của ma trận \\ \boldsymbol{I}_{N_s} - \boldsymbol{V}_1^* \boldsymbol{P}_{RF} \boldsymbol{P}_{BB} \boldsymbol{P}_{BF}^* \boldsymbol{P}_{FF} \boldsymbol{V}_1 \text{ được xem là nhỏ, và khi giá trị$ $đơn của } \boldsymbol{V}_2^* \boldsymbol{P}_{RF} \boldsymbol{P}_{BB} \text{ nhỏ, } \boldsymbol{V}_2^* \boldsymbol{P}_{RF} \boldsymbol{P}_{BB} \text{ được coi là } \approx 0. \end{split}$

Để đơn giản, ta đặt ma trận $\mathbf{V}_i * \mathbf{P}_{RF} \mathbf{P}_{BB} \mathbf{P}_{BB}^* \mathbf{P}_{RF}^* \mathbf{V}_j$, với $i, j \in [1, 2]$ là $\mathbf{Q}_{i, j}$. Như vậy, ta có đẳng thức sau:

$$\mathbf{V}^* \mathbf{P}_{\mathrm{RF}} \mathbf{P}_{\mathrm{BB}} \mathbf{P}_{\mathrm{BB}}^* \mathbf{P}_{\mathrm{RF}}^* \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{11} & \mathbf{Q}_{12} \\ \mathbf{Q}_{21} & \mathbf{Q}_{22} \end{bmatrix}.$$
(8)

Theo 2 phép xấp xỉ, ta nhận thấy các đại lượng Q_{12} , Q_{21} , và Q_{22} gần với 0. Do đó, lượng tin chung giữa 2 ma trận $I(\mathbf{P}_{RF}, \mathbf{P}_{BB})$ có thể tính theo công thức (9). Sử dụng công thức phần bù Schur và các công thức xấp xỉ, công thức (9) tiếp tục được đơn giản hóa thành công thức (10).

Ở đây, ta thấy rằng $\log_2 \left(\left| \mathbf{I}_{N_S} + \frac{\rho}{N_S \sigma_a^2} \Sigma_1^2 \right| \right)$ chính là lượng tin chung tối ưu khi sử dụng \mathbf{P}_{opt} , còn đại lượng tr $\left(\mathbf{I}_{N_S} - \mathbf{V}_1^* \mathbf{P}_{RF} \mathbf{P}_{BB} \mathbf{P}_{BB}^* \mathbf{P}_{RF}^* \mathbf{V}_1 \right)$ thể hiện độ lệch của lượng tin chung thực tế so với mức tối ưu. Để tối thiểu độ lệch này, ta tìm giá trị lớn nhất của tr $\left(\mathbf{V}_1^* \mathbf{P}_{RF} \mathbf{P}_{BB} \right)$, tương đương với việc tối thiểu hóa $\| \mathbf{P}_{opt} - \mathbf{P}_{\mathbb{RF}} \mathbf{P}_{BB} \|_{r}$.

Để giải quyết vấn đề tối ưu trên, ta sử dụng một số nhận xét sau:

<u>Nhân xét 1</u>: Véc-tơ đáp ứng của mảng Ăng-ten $\mathbf{a}_{t}(\phi_{il}^{t}, \theta_{il}^{t})$ tạo ra một khoảng cách tuyến tính hữu hạn các hàng của ma trận kênh. Khi có điều kiện $N_{cl}N_{ray} \leq N_{t}$, véc-tơ $\mathbf{a}_{t}(\phi_{il}^{t}, \theta_{il}^{t})$ sẽ độc lập tuyến tính. Không gian các hàng của ma trận kênh sẽ có hệ số tối tiểu khi $N_{cl}N_{ray} \leq \min(N_{t}, N_{r})$.

<u>Nhân xét 2</u>: Các cột của ma trận $\mathbf{P}_{opt} = V_1$ liên hệ với $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ thông qua một phép biến đối tuyến tính. Do đó, Popt có thể biểu diễn thông qua các tổ hợp tuyến tính của $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$.

<u>Nhân xét 3</u>: Véc-tơ $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ có các thành phần có biên độ giống nhau, chỉ khác nhau về pha. Do đó, $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^i, \theta_{il}^t)$ có thể được thực hiện bằng các bộ dịch pha và các tổ hợp tuyến tính tùy ý của $\mathbf{a}_1(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ được tạo ra bằng bộ tiền mã hóa số \mathbf{P}_{BB} .

Bài toán được đưa về dạng:

$$(\mathbf{P}_{\rm RF}^{\rm opt}, \mathbf{P}_{\rm BB}^{\rm opt}) = \arg\min \| \mathbf{P}_{\rm opt} - \mathbf{P}_{\rm RF} \mathbf{P}_{\rm BB} \|_{F}, \qquad (11)$$

với điều kiện

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{\text{RF}}^{(i)} \in \left\{ \mathbf{a}_{\text{t}}(\boldsymbol{\phi}_{il}^{\text{t}}, \boldsymbol{\theta}_{il}^{\text{t}}) \mid 1 \leq i \leq N_{\text{cl}}, 1 \leq l \leq N_{\text{ray}} \right\} \\ \|\mathbf{P}_{\text{RF}}\mathbf{P}_{\text{BB}}\|_{F}^{2} = N_{\text{s}}. \end{cases}$$
(12)

Trong đó điều kiện giới hạn của $\mathbf{P}_{\rm RF}^{(i)}$ có thể gộp chung vào đại lượng cần tối ưu. Do đó, ta có bài toán tương đương:

$$\tilde{\mathbf{P}}_{BB}^{opt} = \arg \min \|\mathbf{P}_{opt} - \mathbf{A}_{t} \tilde{\mathbf{P}}_{BB}\|_{r}, \quad (13)$$

với điều kiện

$$\|\text{diag}\left(\tilde{\mathbf{P}}_{\text{BB}}\tilde{\mathbf{P}}_{\text{BB}}^{*}\right)\|_{0} = N_{\text{t}}^{\text{RF}}$$
$$\|\mathbf{A}_{\text{t}}\tilde{\mathbf{P}}_{\text{BB}}\|_{F}^{2} = N_{\text{s}}.$$
(14)

Ở đây ta có:

 $\mathbf{A}_{t} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{t}(\phi_{1,1}^{t}, \theta_{1,1}^{t}), \dots, \mathbf{a}_{t}(\phi_{N_{cl},N_{ray}}^{t}, \theta_{N_{cl},N_{ray}}^{t}) \end{bmatrix} \text{ là ma}$ trận có các cột là các véc-tơ đáp ứng của mảng Ăng-ten. Các ma trận \mathbf{A}_{t} và $\tilde{\mathbf{P}}_{BB}$ là các ẩn phụ giúp tính toán đơn giản hơn, từ các ẩn phụ có thể giải được $\mathbf{P}_{RF}^{opt}, \mathbf{P}_{BB}^{opt}$.

Điều kiện $\| \operatorname{diag} \left(\tilde{\mathbf{P}}_{BB} \tilde{\mathbf{P}}_{BB}^* \right) \|_0 = N_t^{RF}$ thể hiện $\tilde{\mathbf{P}}_{BB}$ không có quá N_t^{RF} hàng khác 0. Khi \overline{P}_{BB} có đúng N_t^{RF} hàng khác không, \mathbf{P}_{BB}^{opt} sẽ nhận N_t^{RF} hàng khác không từ $\overline{\mathbf{P}}_{BB}$, còn \mathbf{P}_{RF}^{opt} nhận N_t^{RF} cột tương ứng từ \mathbf{A}_1 . Các bước tính toán ma trận tiền mã hóa được thể hiện trong thuật toán 1.

Sau khi thực hiện N_t^{RF} vòng lặp, ta tạo được ma trận \mathbf{P}_{RF} và \mathbf{P}_{BB} thỏa mãn $\|\mathbf{P}_{opt} - \mathbf{P}_{RF}\mathbf{P}_{BB}\|_F$ đạt giá trị nhỏ nhất. Cuối cùng, $\|\mathbf{P}_{opt} - \mathbf{P}_{RF}\mathbf{P}_{BB}\|_F$ đảm bảo sự giới hạn về công suất phát.

$$\begin{split} \mathbb{E} \left[\| s - \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*} \mathbf{y} \|_{2}^{2} \right] &= \mathbb{E} \left[(s - \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{R}^{*} \mathbf{y})^{*} (s - \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*} \mathbf{y}) \right] \\ &= \mathbb{E} \left[(\operatorname{tr}(s - \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*} \mathbf{y})^{*} (s - \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{R}^{*} \mathbf{y})^{*} \right] \\ &= \operatorname{tr}(\mathbb{E} [s^{*}]) - 2\operatorname{Re}(\operatorname{tr}(\mathbb{E} [s\mathbf{y}^{*}] \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*})) + \operatorname{tr}(\mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*} \mathbb{E} [s\mathbf{s}^{*}] \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*}) \\ &= \operatorname{tr}(\mathbf{G}_{MMSE} \mathbb{E} [\mathbf{y}\mathbf{y}^{*}] \mathbf{G}_{MMSE}^{*}) - 2\operatorname{Re}\left(\operatorname{tr}(\mathbb{E} [s\mathbf{y}^{*}] \mathbf{G}_{RF} \mathbf{G}_{BB})\right) + \operatorname{tr}(\mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*} \mathbb{E} [s\mathbf{s}^{*}] \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*}) \\ &= \operatorname{tr}(\mathbf{G}_{MMSE} \mathbb{E} [\mathbf{y}\mathbf{y}^{*}] \mathbf{G}_{MMSE}^{*}) - 2\operatorname{Re}\left(\operatorname{tr}(\mathbf{G}_{MMSE}^{*} \mathbb{E} [\mathbf{y}\mathbf{y}^{*}] \mathbf{G}_{RF} \mathbf{G}_{BB})\right) + \operatorname{tr}(\mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*} \mathbb{E} [s\mathbf{s}^{*}] \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*}) \\ &= \operatorname{tr}((\mathbf{G}_{MMSE}^{*} - \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*}) \mathbb{E} [\mathbf{y}\mathbf{y}^{*}] (\mathbf{G}_{MMSE}^{*}) - \mathbf{G}_{BB}^{*} \mathbf{G}_{RF}^{*})^{*}) \\ &= \left\| \mathbb{E} [\mathbf{y}\mathbf{y}^{*}]^{1/2} (\mathbf{G}_{MMSE} - \mathbf{G}_{RF} \mathbf{G}_{BB}) \right\|_{F}^{2}. \end{split}$$
(18)
$$\tilde{\mathbf{G}}_{BB}^{opt} = \operatorname{arg\ min\ } \| \mathbb{E} [\mathbf{y}\mathbf{y}^{*}]^{1/2} (\mathbf{G}_{MMSE} - \mathbb{E} [\mathbf{y}\mathbf{y}^{*}])^{1/2} \mathbf{A}_{R} \tilde{\mathbf{G}}_{BB} \|_{F}^{2}. \end{aligned}$$
(19)

Thuật toán 1 Thiết kế khối tiền mã hóa

1. Cần tìm: P_{opt}

- 2. Khởi tạo **P**_{BB} là ma trận rỗng.
- 3. Đặt $\mathbf{P}_{res} = \mathbf{P}_{opt}$.
- 4. Với $i = 1: N_t^{\text{RF}}$ thực hiện

5.
$$\Psi = \mathbf{A}_{\mathbf{t}}^* \mathbf{P}_{\mathbf{res}}$$

6.
$$\mathbf{k} = \arg \max_{l=1,\dots,N_{c1}N_{cav}} (\Psi \Psi^*)_{l,l}$$

7.
$$\mathbf{P}_{\mathbf{RF}} = \left[\mathbf{P}_{\mathbf{RF}} \mid \mathbf{A}_{\mathbf{t}}^{(k)}\right]$$

8.
$$\mathbf{P}_{\mathbf{B}\mathbf{B}} = (\mathbf{P}_{\mathbf{R}\mathbf{F}}^* \mathbf{P}_{\mathbf{R}\mathbf{F}})^{-1} \mathbf{P}_{\mathbf{R}\mathbf{F}}^* \mathbf{P}_{\mathbf{opt}}$$

9.
$$\mathbf{P}_{res} = \frac{\mathbf{P}_{opt} - \mathbf{P}_{RF} \mathbf{P}_{BB}}{\|\mathbf{P}_{opt} - \mathbf{P}_{RF} \mathbf{P}_{BB}\|},$$

10. Kết thúc vòng lặp

11.
$$X \preceq c \operatorname{di} n h \operatorname{P_{BB}} = \sqrt{N_s} \frac{\operatorname{P_{BB}}}{\|\operatorname{P_{DB}}\operatorname{P_{DD}}\|_2}$$

12. $Tr \dot{a} v \ddot{e} P_{opt} = P_{RF} P_{BB}$

IV. THIẾT KẾ HỆ THỐNG THU SỬ DỤNG MMSE

Trong phần trước, ta đã giả sử rằng phía thu có thể giải mã tối ưu tín hiệu được truyền đi từ phía phát. Tuy nhiên, bộ giải mã đáp ứng được yêu cầu này có độ phức tạp cao và không thực tế. Trong thực tế, những thuật toán giải mã được dùng như MMSE thường được ưu tiên sử dụng bởi có độ phức tạp thấp. Trong phần này, nghiên cứu sẽ đề xuất giải pháp thiết kế ma trận tổng hợp tuyến tính dùng để tạo búp sóng lai với độ phức tạp thấp.

Ở đây, ta coi các ma trận $\mathbf{P}_{RF}\mathbf{P}_{BB}$ đã cố định, mục tiêu sẽ là thiết kế các ma trận kết hợp $\mathbf{G}_{RF}\mathbf{G}_{BB}$ sao cho sai số bình phương trung bình bình phương (MMSE) nhỏ nhất. Vấn đề được biểu diễn dưới dạng:

$$\left(\mathbf{G}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{opt}}, \mathbf{G}_{\mathrm{BB}}^{\mathrm{opt}}\right) = \arg\min \mathbb{E}\left[\left\|s - \mathbf{G}_{\mathrm{BB}}^{*}\mathbf{G}_{\mathrm{RF}}^{*}\mathbf{y}\right\|_{2}^{2}\right], \quad (15)$$

với \mathbf{G}_{RF} thuộc tập hợp các ma trận cho sẵn. Trong trường hợp không có giới hạn của \mathbf{G}_{RF} , nghiệm của (15) được giải theo phương trình (16). Tương tự với trường hợp ma trận tiền mã hóa \mathbf{P}_{opt} , ma trận kết hợp $\mathbf{G}_{\text{MMSE}}^*$ không thể biểu diễn dưới dạng tích của $\mathbf{G}_{\text{BE}}^*\mathbf{G}_{\text{RF}}^*$ với $\mathbf{G}_{\mathrm{RF}}^*$ thuộc tập cho trước. Để giải quyết bài toán (15), đầu tiên, ta khai triển MSE theo công thức (17).

Trong phần này, chúng ta giải quyết bài toán tối ưu với hai biến \mathbf{G}_{BB} và \mathbf{G}_{RF}^* , vì vậy, ta có thể thêm bớt vào hàm cần tối ưu một đại lượng độc lập với hai biến nói trên mà không thay đổi bản chất vấn đề. Như vậy, khi cộng thêm vào công thức (17) đại lượng tr($\mathbf{G}_{MMSE}\mathbb{E}[\mathbf{yy}^*]\mathbf{G}_{MMSE}^*$) – tr($\mathbb{E}[\mathbf{ss}^*]$), ta sẽ tìm giá trị nhỏ nhất của hàm cần tối ưu trong công thức (18).

Từ đây, ta nhận thấy bài toán thiết kế bộ thu MMSE khá giống với thiết kế bộ tiền mã hóa. Vì vậy, tương tự như ở chương trước, ta không thể giải trực tiếp bài toán này, thay vào đó, ta sẽ tìm thiết kế gần tối ưu bằng cách giải (19) với $\|\text{diag} (\tilde{\mathbf{G}}_{\text{BB}} \tilde{\mathbf{G}}_{\text{BB}}^*)\|_0 = N_r^{\text{RF}}$. Trong (19), các ma trận \mathbf{A}_r và $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{BB}}$ là các ẩn phụ có vai trò tương đương như các ẩn phụ được đặt trong bài toán thiết kế khối tiền mã hóa. Thuật toán 2 liệt kê các bước tính toán ma trận kết hợp ở phía thu.

Thuật toán 2 Thiết kế khối kết hợp	
1.	Cần tìm: W _{MMSE}
2.	Khởi tạo ma trận rỗng ${f G}_{RF}.$
3.	$\mathbf{G}_{\mathbf{res}} = \mathbf{G}_{\mathbf{MMSE}}$.
4.	Với $i = 1: N_r^{RF}$ thực hiện
5.	$\Psi = A_r^* \mathbb{E}[yy^*] G_{res}$
6.	$k = \arg \max_{l=1,\dots,N_{cl}N_{ray}} (\Psi \Psi^*)_{l,l}.$
7.	$\boldsymbol{G}_{BB} = (\boldsymbol{G}_{RF}^* \mathbb{E}[\boldsymbol{y}\boldsymbol{y}^*]\boldsymbol{G}_{RF})^{-1}\boldsymbol{G}_{RF}^* \mathbb{E}[\boldsymbol{y}\boldsymbol{y}^*]\boldsymbol{G}_{MMSE}$
8.	$\mathbf{G}_{\mathbf{res}} = \frac{\mathbf{G}_{\mathbf{MMSE}} - \mathbf{G}_{\mathbf{RF}} \mathbf{G}_{\mathbf{BB}}}{\ \mathbf{G}_{\mathbf{MMSE}} - \mathbf{G}_{\mathbf{RF}} \mathbf{G}_{\mathbf{BB}}\ _{F}}$
9.	Kết thúc vòng lặp
10.	$\mathrm{Tr} \dot{a} \ v \dot{\hat{e}} \ \boldsymbol{W}_{\mathrm{MMSE}} = \mathbf{G}_{\mathrm{BB}} \mathbf{G}_{\mathrm{res}}$
Troi	ng phần III và IV, nghiên cứu đã đề xuất thiết l

Trong phần III và IV, nghiên cứu đã đề xuất thiết kế các khối thu và phát bằng cách xét lần lượt từng khối một. Tuy nhiên, trong một số trường hợp cụ thể, việc tối ưu đồng thời cả hai quá trình phát và thu là cần thiết.

Trong trường hợp $N_r^{\rm RF} = 1$, do phía thu chỉ tạo được búp sóng theo một hướng, nếu tín hiệu được phát đi theo $N_t^{\rm RF}$ hướng khác nhau, công suất nhận được sẽ giảm đáng kể. Do đó, ta sẽ đưa ra thứ tự thiết kế các khối tiền mã hóa và kết hợp.

- Nếu $N_t^{\text{RF}} < N_r^{\text{RF}}$:
 - 1 Thiết kế $\mathbf{P}_{RF}\mathbf{P}_{BB}$ theo thuật toán 1
 - 2 Cố định $\mathbf{P}_{RF}\mathbf{P}_{BB}$, thiết kế $\mathbf{G}_{RF}\mathbf{G}_{BB}$ theo thuật toán 2
- Nếu $N_t^{RF} > N_r^{RF}$:
 - 1 Coi $\mathbf{P}_{\text{RF}}\mathbf{P}_{\text{BB}} = \mathbf{P}_{\text{opt}}$ rồi tính $\mathbf{G}_{\text{RF}}\mathbf{G}_{\text{BB}}$.
 - 2 Coi kênh truyền là $\mathbf{G}_{BB}^*\mathbf{G}_{RF}^*\mathbf{H}$, rồi tính $\mathbf{P}_{RF}\mathbf{P}_{BB}$.

V. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Trong bài báo này, nhóm đã thực hiện mô phỏng với các tham số hệ thống dựa trên số liệu đang được cộng đồng nghiên cứu sử dụng [13], đó là $N_t^{RF} = 8$, $N_r^{RF} = 8$, $N_t = 64$, $N_r = 16$. Cũng như vậy tần số sóng mang được mô phỏng ở 2 tần số, một là 3.7GHz, hai là tần số có bước sóng milimet, cụ thể là 6GHz.



Hình 2. Búp sóng tối ưu của hệ thống 5G tại tần số 6Ghz, 64 Ăng-ten phát.



Hình 3. Búp sóng hệ thống 5G tạo bởi phương pháp lai tại tần số 6Ghz, 64 Ăng-ten phát.

Với các tham số hệ thống kể trên, búp sóng tối ưu của hệ thống 5G, thực hiện tạo búp sóng bằng phương pháp tiền mã hóa số thu được có dạng như hình 2. Dễ thấy các búp sóng gọn, tách bạch với búp sóng phụ tốt. Các búp phụ hầu như không đáng kể. Chuyển sang thực hiện việc tạo búp sóng bằng phương pháp hybrid, hay còn gọi là phương pháp lai, ta nhận được búp sóng như hình 3. Việc sử dụng phương pháp lai cho độ phức tạp của hệ thống giảm đi rất nhiều. Đổi lại, các búp sóng có sự tách bạch không đẹp như phương pháp tối ưu. Tuy nhiên cường độ của của búp chính là hoàn toàn lấn án các búp phụ.

Kết quả tương tự có thể nhận được từ hình 4 và hình 5, nơi các búp sóng được tạo ra bởi phương pháp tối ưu, và phương pháp tạo búp sóng lai.



Hình 4. Búp sóng tối ưu của hệ thống 5G tại tần số 3.7Ghz, 64 Ăng-ten phát.



Hình 5. Búp sóng hệ thống 5G tạo bởi phương pháp lai tại tần số 3.7Ghz, 64 Ăng-ten phát.

Ở đây có thể thấy điều thú vị là ở tần số thấp, việc tạo các búp sóng sẽ có bề rộng lớn hơn so với tần số cao. Điều này phù hợp với mục tiêu tạo ra các búp sóng nhỏ, cường độ lớn để giảm suy hao và tăng hiệu quả truyền tín hiệu đối với hệ thống sử dụng tần số có bước sóng ngắn.



Hình 6. Hiệu suất phổ của hệ thống 5G với số lượng các luồng tín hiệu khác nhau tại tần số 6Ghz, 64 Ăng-ten phát.



Hình 7. Hiệu suất phổ của hệ thống 5G với số lượng các luồng tín hiệu khác nhau tại tần số 3.7Ghz, 64 Ăng-ten phát.

Hiệu suất phổ của hệ thống 5G với số lượng các luồng tín hiệu khác nhau mô phỏng ở 2 dải tần số 3.7 và 6Ghz được mô tả trên hình 6 và 7. Tại $N_s = 4$, nghĩa là 4 luồng tín hiệu được truyền trên 64 Ăng-ten. Tương đương với 4 mảng Ăng-ten, mỗi mảng chứa 16 Ăng-ten phát một luồng tín hiệu. Tại $N_s = 8$, sẽ có 8 mảng Ăng-ten, mỗ mảng chứa 8 Ăng-ten phát.



Hình 8. So sánh hiệu suất phổ với các tham số gồm: Số luồng tín hiệu N_s , số Ăng-ten thu phát lần lượt là N_r và N_t , giữa phương pháp tối ưu và phương pháp lai, tần số 6Ghz.

Hình 8 so sánh hiệu suất phố của cả hai phương pháp tối ưu và phương pháp lai với các tham số gồm: số luồng tín hiệu N_s , số Ăng-ten thu phát lần lượt là N_r và N_t . Ở đây rõ ràng với cùng một số luồng, tuy nhiên hệ thống với 264 Ăng-ten phát mang hiệu suất phổ cao hơn khoảng 4.5 bit/s/Hz. Trong khi đó, với cùng số Ăng-ten phát, hệ thống sử dụng phương pháp tối ưu tốt hơn khoảng 1.5 bit/s/Hz so với phương pháp lai.

Phương pháp tối ưu tốt hơn đáng kể so với phương pháp lai khi số Ăng-ten phát tăng lên. Điều này có thể giải thích do kích thước ma trận tiền mã hóa lớn lên, thông tin trạng thái kênh nhiều lên, và phương pháp tối ưu khi đó sẽ tốt hơn so với phương pháp lai. Tuy nhiên đổi lại, sự phức tạp của hệ thống của phương pháp tối ưu sẽ rất cao, và không thực tế.

VI. KẾT LUẬN

Việc sử dụng phương pháp sử dụng ma trận tiền mã hóa tối ưu để tạo ra các búp sóng trong hệ thống 5G cực nhiều Ăng-ten là không khả thi trong thực tế, do đất đỏ và độ phức tạp cao. Chúng tôi đã tận dụng tính chất của kênh truyền ở bước sóng milimet để xây dựng phương pháp tạo búp sóng lai, trong đó thay vì tính ma trận tiền mã hóa tối ưu, nghiên cứu này tìm ma trận tiền mã hóa gần tối ưu bằng các phép xấp xỉ dựa trên tính chất kênh truyền. Tiếp theo, chúng tôi chỉ ra rằng có thể sử dụng bộ lọc MMSE với độ phức tạp thấp cho hệ thống thực tế. Cuối cùng nghiên cứu đã trình bày kết quả về hiệu suất phổ của phương pháp đề xuất gần như tiệm cận với phương pháp tối ưu. Việc tạo ra các búp sóng gần giống với các mẫu được tạo ra bởi định dạng chùm tối ưu.

LỜI CẢM ƠN

Các tác giả bài báo xin chân thành cảm ơn sự hỗ trợ kinh phí nghiên cứu khoa học của Trường Đại học Mở Hà Nội thông qua đề tài cấp Trường mã số MHN2020.-01.01

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] K. V. Mishra, M. R. Bhavani Shankar, V. Koivunen, B. Ottersten and S. A. Vorobyov, "Toward Millimeter-Wave Joint Radar Communications: A Signal Processing Perspective," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 5, pp. 100-114, Sept. 2019
- [2] T. L. Marzetta, "Massive MIMO: An Introduction," in *Bell Labs Technical Journal*, vol. 20, pp. 11-22, 2015
- [3] R. Chen, H. Xu, C. Li, L. Zhu and J. Li, "Hybrid Beamforming for Broadband Millimeter Wave Massive MIMO Systems," 2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2018, pp. 1-5
- [4] A. F. Molisch et al., "Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 9, pp. 134-141, Sept. 2017
- [5] S. Payami, M. Sellathurai and K. Nikitopoulos, "Low-Complexity Hybrid Beamforming for Massive MIMO Systems in Frequency-Selective Channels," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 36195-36206, 2019
- [6] J. Eisenbeis, Y. Li, P. R. López, J. Fischer and T. Zwick, "Comparison of Hybrid Beamforming Systems Using Phase Shifters and Switches," 2019 *12th German Microwave Conference* (GeMiC), 2019, pp. 40-43
- [7] J. Jin, Y. R. Zheng, W. Chen and C. Xiao, "Hybrid Precoding for Millimeter Wave MIMO Systems: A Matrix Factorization Approach," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 5, pp. 3327-3339, May 2018
- [8] J. Jin, C. Xiao, W. Chen and Y. Wu, "Channel-Statistics-Based Hybrid Precoding for Millimeter-Wave MIMO Systems With Dynamic Subarrays," in *IEEE Transactions* on Communications, vol. 67, no. 6, pp. 3991-4003, June 2019
- [9] A. Kaushik, J. Thompson, E. Vlachos, C. Tsinos and S. Chatzinotas, "Dynamic RF Chain Selection for Energy Efficient and Low Complexity Hybrid Beamforming in Millimeter Wave MIMO Systems," in *IEEE Transactions* on Green Communications and Networking, vol. 3, no. 4, pp. 886-900, Dec. 2019
- [10] J. Chen, "Hybrid Beamforming With Discrete Phase Shifters for Millimeter-Wave Massive MIMO Systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 8, pp. 7604-7608, Aug. 2017
- [11] O. El Ayach, R. W. Heath, Jr., S. Abu-Surra, S. Rajagopal, and Z. Pi, "Low complexity precoding for large millimeter wave MIMO systems," in *Proc. of IEEE International Conference on Communications* (ICC), pp. 3724–3729, 2012.
- [12] Y. Huang and H. Du, "Low Complexity Hybrid Beamforming for Intelligent Reflecting Surface Aided Communication Systems with One-Bit DACs," 2021 7th International Conference on Computer and Communications (ICCC), 2021, pp. 2106-2111
- [13] H. Ji et al., "Extending 5G TDD Coverage With XDD: Cross Division Duplex," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 51380-51392, 2021

SPECTRAL EFFICIENCY ENHANCEMENT USING HYBRID BEAMFORMING IN 5G MILLIMETER-WAVE SYSTEMS.

Abstract: The 5th generation (5G) wireless communication systems and beyond have begun to use millimeter wavelengths, which suffer from great loss in transmission over long distances. To exploit this frequency band effectively, the Antennas need to have a gain factor large enough to compensate the loss of the fading, or to produce beams small enough to concentrate

the energy. By using additional digital precoding matrix in the baseband, it is possible to influence the Antenna arrays to generate beams in the desired direction, increasing signal strength and spectral efficiency with limited transmit power. However, this method has high cost and complexity, it is not suitable in practical conditions. This study presents a method that combines signal processing in the baseband and radio frequencyband to reduce the system complexity and achieve an approximate level of spectral efficiency We also propose an algorithm to design the combining matrix at the receiver based on MMSE approach. Finally, the study uses simulation to compare the performance of the given algorithm with the optimal digital precoding-matrix method.

Keywords: Beamforming, Digital precoding, 5G, RF.



Nguyễn Tiến Hòa đã tốt nghiệp Diploma.-Ing. ngành Kỹ thuật Điện tử viễn thông Đại học Hannover, CHLB Đức. Ông đã làm việc trong bộ phận R&D về xử lý hình ảnh và phát triển các trình điều khiển dựa trên SDR ở công ty Bosch. Ông đã dành ba năm thử nghiệm với nhóm R&D của công ty MIMOon để phát triển các mô-đun vô tuyến và xử lý

tín hiệu nhúng cho hệ thống LTE-A/4G. Ông từng là chuyên gia tại Trung tâm thiết kế vi mạch Viettel (VIC) và VinSmart để phát triển các giải pháp tiên tiến trong hệ thống 5G. Hiện ông là giảng viên Khoa Điện tử Viễn thông, trường Đại học Bách Khoa Hà Nội. Mối quan tâm nghiên cứu của ông ấy là phân bổ tài nguyên trong B5G / 6G, MIMO cỡ lớn và các hệ thống liên lạc dành cho xe cộ.



Nguyễn Văn Sơn là giảng viên Bộ môn Công nghệ Điện tử và Truyền thông, Viện Đại học Mở Hà Nội. Ông đã nhận bằng B.E, M.S. tốt nghiệp Kỹ sư Điện tử và Viễn thông tại Viện Đại học Mở Hà Nội, Việt Nam.