

GIẢI PHÁP TIỀN MÃ HÓA DỰA TRÊN TRẠNG THÁI KÊNH THỐNG KÊ CHO TRUYỀN DẪN MIMO CỖ LỚN ỨNG DỤNG TRONG HỆ THỐNG VỆ TINH QUỸ ĐẠO THẤP

Nguyễn Viết Minh
Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông

Tóm tắt—Truyền thông vệ tinh sử dụng quỹ đạo trái đất thấp (LEO) được quan tâm nhiều trong những năm gần đây với vai trò quan trọng trong việc triển khai mạng di động thế hệ thứ năm, 5G. Kỹ thuật MIMO cỡ lớn (Massive MIMO) đã triển khai rộng rãi trong hệ thống 5G được kỳ vọng mang lại những cải thiện hiệu năng đáng kể cho hệ thống LEO. Tuy nhiên với những đặc trưng rất khác biệt của kênh vệ tinh so với kênh vô tuyến mặt đất nên việc sử dụng kỹ thuật Massive MIMO cho hệ thống vệ tinh cần phải có những điều chỉnh kỹ thuật. Bài báo tập trung phân tích đặc tính truyền dẫn của hệ thống vệ tinh LEO sử dụng kỹ thuật MIMO cỡ lớn từ đó đề xuất giải pháp tiền mã hóa dựa trên chỉ thị chất lượng kênh thống kê áp dụng phù hợp cho hệ thống này.*

Từ khóa—Vệ tinh LEO, MIMO cỡ lớn, tiền mã hóa, CSI.

I. GIỚI THIỆU

Những năm gần đây, truyền thông vệ tinh sử dụng quỹ đạo trái đất thấp (LEO) nhận được nhiều sự quan tâm nhờ đặc điểm truyền dẫn ít bị hạn chế bởi công suất và trễ như các quỹ đạo khác. Với đặc trưng phủ sóng rộng, các hệ thống vệ tinh quỹ đạo thấp đóng vai trò quan trọng trong việc triển khai mạng vô tuyến thế hệ tiếp theo. Đối với hệ thống truyền thông vệ tinh, kỹ thuật truyền dẫn đa búp sóng (MultiBeams) được sử dụng khá phổ biến nhằm tăng tốc độ truyền cho kết nối vệ tinh. Các búp sóng được ấn định các sóng mang độc lập hoặc sử dụng phân cực chéo để giảm nhiễu giữa các búp đồng kênh. Việc tái sử dụng tần số giữa các búp lân cận cũng giúp tăng băng thông khả dụng [1],[2].

Hiện nay, kỹ thuật MIMO cỡ lớn (Massive MIMO) được sử dụng phổ biến trong mạng vô tuyến thế hệ thứ 5, với số lượng anten lớn tại trạm gốc kết nối với đa người dùng giúp cải thiện vùng phủ và nâng cao tốc độ truyền dẫn. Các kỹ thuật MIMO cơ bản như MIMO đa vệ tinh,

MIMO phân cực kép đã được triển khai trên hệ thống truyền thông vệ tinh quỹ đạo thấp với hiệu năng truyền dẫn được cải thiện đáng kể [1][3]. Câu hỏi đặt ra là vậy thì Massive MIMO liệu có phù hợp đối với hệ thống này. Rõ ràng việc triển khai Massive MIMO trên vệ tinh LEO sẽ gặp nhiều trở ngại do giới hạn về kích thước anten, trọng lượng cũng như hệ thống tiếp sóng [4]. Tuy nhiên với anten đa búp sóng đang được sử dụng trên vệ tinh cùng kỹ thuật tái sử dụng tần số cho các búp thì việc tổ chức truyền dẫn Massive MIMO cũng có những thuận lợi. Chính vì vậy bài báo này sẽ tập trung vào nghiên cứu ứng dụng kỹ thuật Massive MIMO với anten đa búp sóng cho hệ thống vệ tinh LEO.

Trong Massive MIMO, hiệu năng hệ thống phụ thuộc vào thông tin trạng thái kênh tức thời, iCSI. Để có thông tin này iCSI ở đầu phát đối với thông tin vệ tinh là khó khăn do trễ truyền dẫn khá lớn của đường truyền, vì vậy thông tin trạng thái kênh thống kê, sCSI, được sử dụng thay thế [5],[6]. So với iCSI thì sCSI thay đổi chậm hơn và dễ đạt được ở cả hai đầu đường truyền vệ tinh [7],[8] vì vậy trong nghiên cứu của bài báo đề xuất sử dụng sCSI cho quá trình xây dựng bộ tiền mã hóa.

Bài báo được bố cục gồm 4 phần, sau phần I giới thiệu, bài báo trình bày mô hình hệ thống Massive MIMO trong phần II, phần III trình bày việc xây dựng bộ tiền mã hóa dựa trên chỉ số chất lượng kênh thống kê, sCSI. Phần 4 Mô phỏng đánh giá hiệu năng hệ thống đề xuất. Cuối cùng là phần Kết luận.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Khảo sát hệ thống vệ tinh LEO kết nối đồng thời với các đầu cuối người dùng, UT, sử dụng anten đơn. Vệ tinh được trang bị tám anten phẳng đồng nhất, UPA, gồm $M = M_x \times M_y$ anten theo các trục x, y . Các anten cách nhau nửa bước sóng theo cả hai chiều và số anten là chẵn. Mô hình hệ thống được trình bày trong hình 1 [8] – [11].

Xét kênh đường xuống giữa vệ tinh và người dùng thứ k , với đặc trưng là không tương quan với các người dùng

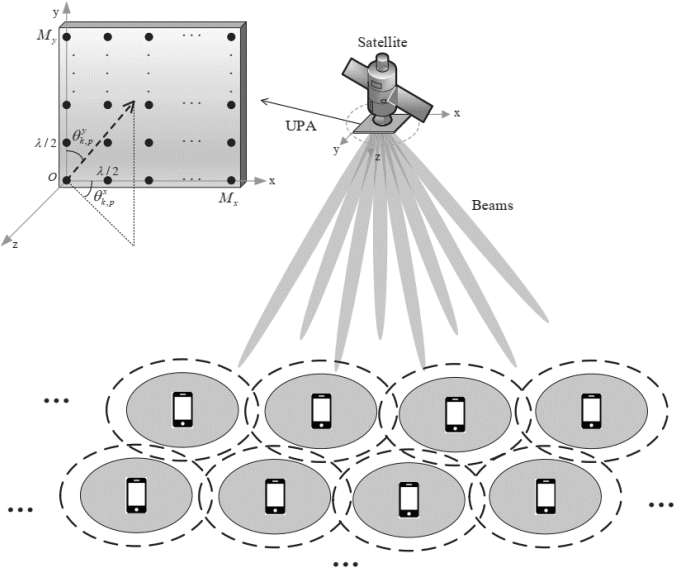
Tác giả liên hệ: Nguyễn Viết Minh,

Email: minhvn@ptit.edu.vn

Đến tòa soạn: 12/2023, chỉnh sửa: 02/2024, chấp nhận đăng: 03/2024.

khác. Sử dụng mô hình kênh theo đầu tia, đáp ứng kênh không gian bằng gốc phức được xác định theo công thức:

$$\mathbf{g}_k(t, f) = \sum_{p=0}^{P_k-1} g_{k,p} \cdot \exp\{j2\pi[tv_{k,p} - f\tau_{k,p}]\} \cdot \mathbf{v}_{k,p} \quad (1)$$



Hình 1: Hệ thống truyền thông vệ tinh Massive MIMO LEO sử dụng anten mảng đa búp trên vệ tinh

Trong công thức trên, P_k là số đường truyền của người dùng k , $g_{k,p}$, $v_{k,p}$, $\tau_{k,p}$ lần lượt là độ lợi phức, dịch Doppler và trễ truyền lan, $\mathbf{v}_{k,p}$ là vector đáp ứng mảng đường xuống của đường truyền p . Lưu ý là mô hình kênh này được áp dụng trong khoảng thời gian mà vị trí tương đối giữa vệ tinh LEO và người dùng không thay đổi đáng kể, khi đó các thông số kênh vật lý trên được coi là không đổi. Khi vệ tinh và người dùng di chuyển khoảng cách đủ lớn thì các thông số trên sẽ thay đổi và được hệ thống thực hiện cập nhật lại.

Doppler trong hệ thống LEO gồm 2 thành phần tại vệ tinh và tại phía người dùng $v_{k,p}^{Sat}$, $v_{k,p}^{UT}$ do cả vệ tinh và người dùng đều chuyển động. Do độ cao của vệ tinh nên Doppler vệ tinh sẽ tương tự cho các đường truyền khác nhau của cùng một người dùng nên có thể viết gọn là $v_{k,p}^{Sat}$. Doppler người dùng $v_{k,p}^{UT}$ là thành phần chủ yếu gây trải Doppler cho kênh vệ tinh LEO [12],[13].

Cũng do khoảng cách lớn giữa vệ tinh và người dùng nên trễ truyền lan có giá trị lớn hơn nhiều so với các hệ thống mặt đất. Các giá trị trễ tối thiểu và tối đa sẽ xác định trải trễ tương đối $\tau_k^{max} - \tau_k^{min}$, nó có thể nhỏ hơn nhiều so với kênh vô tuyến mặt đất. Lưu ý rằng do trễ truyền lan lớn của kênh LEO, việc đạt được chỉ thị trạng thái kênh tức thời iCSI tại phía phát thường khó đạt được đặc biệt khi UT di chuyển nhanh. Điều này đòi hỏi phải sử dụng các cơ chế thông tin trạng thái kênh khác [14], trong đó chỉ thị trạng thái kênh dựa trên thống kê là giải pháp mà bài báo tập trung phân tích.

Véc tơ đáp ứng UPA được biểu diễn qua véc tơ góc đáp ứng mảng theo trục x và y [15]:

$$\mathbf{v}_{k,p} \triangleq \mathbf{v}_{k,p}^x \otimes \mathbf{v}_{k,p}^y = \mathbf{v}_x(v_{k,p}^x) \otimes \mathbf{v}_y(v_{k,p}^y) \quad (2)$$

Các tham số $v_{k,p}^x, v_{k,p}^y$ phụ thuộc vào góc vật lý $\theta_{k,p}^x, \theta_{k,p}^y$ theo trục x, y . Với kênh vệ tinh, khoảng cách truyền xa nên góc của các đường truyền cùng một người dùng là như nhau nên ma trận đáp ứng mảng có thể được viết lại:

$$\mathbf{v}_{k,p} = \mathbf{v}_k = \mathbf{v}_k^x \otimes \mathbf{v}_k^y = \mathbf{v}_x(v_k^x) \otimes \mathbf{v}_y(v_k^y) \quad (3)$$

Độ lợi kênh đường xuống của người dùng k :

$$g_k(t, f) \triangleq \sum_{p=0}^{P_k-1} g_{k,p} \cdot \exp\{j2\pi[tv_{k,p}^{UT} - f\tau_{k,p}^{UT}]\} \quad (4)$$

Độ lợi này phụ thuộc vào môi trường truyền sóng tại vị trí người dùng. Trong nghiên cứu này ta khảo sát đường truyền trường hợp truyền thẳng và không truyền thẳng. Khi đó độ lợi kênh có phân bố pha đỉnh Rice [16].

Từ các phân tích về các thông số kênh, ta có thể viết lại đáp ứng kênh đường xuống vệ tinh LEO như sau:

$$\mathbf{g}_k(t, f) = g_k(t, f) \cdot \exp\{j2\pi[tv_k^{Sat} - f\tau_k^{min}]\} \cdot \mathbf{v}_k \quad (5)$$

Thông qua biến đổi Fourier ngược theo τ ta nhận được đáp ứng kênh miền thời gian $\mathbf{g}_k(t, \tau)$.

Về truyền dẫn, hệ thống LEO massive MIMO bằng rộng sử dụng ghép kênh phân chia theo tần số trực giao, OFDM. Tín hiệu phát của ký hiệu l được biểu diễn như sau:

$$x_l(t) = \sum_{n=0}^{N_{us}-1} x_{l,n} \cdot \exp\{j2\pi \frac{n}{T_{us}} t\} \quad (6)$$

Với N_{us} là số sóng mang con và T_{us} là thời gian ký hiệu.

Tín hiệu thu tương ứng của người dùng k khi bỏ qua tạp âm được xác định bởi:

$$y_{k,l}(t) = \mathbf{g}_{k,l}^H(t, \tau) \otimes x_l(t - \tau) \quad (7)$$

Kết hợp với các đặc tính của kênh truyền sóng vệ tinh LEO đã phân tích trên đây, thực hiện đồng bộ thời gian và tần số với bù trễ $\tau_k^{syn} = \tau_k^{min}$ và bù Doppler $v_k^{syn} = v_{k,p}^{sat}$ ta có được tín hiệu thu:

$$y_{k,l}^{syn}(t) = y_{k,l}^H(t + \tau_k^{syn}) \cdot \exp\{-j2\pi(t + \tau_k^{syn})v_k^{syn}\} \quad (8)$$

III. TIỀN MÃ HÓA DỰA TRÊN CSI THỐNG KÊ

Dựa trên mô hình kênh Massive MIMO LEO trình bày trong phần II, ta khảo sát việc xử lý truyền dẫn cho hệ thống Massive MIMO. Bộ tiền mã hóa phía phát yêu cầu hiểu biết tức thời về trạng thái kênh, iCSI, tuy nhiên như đã trình bày ở trên, với kênh vệ tinh LEO đường xuống thì rất khó có giá trị iCSI chính xác cho máy phát vệ tinh. Ngoài ra việc cập nhật bộ tiền mã hóa liên tục theo iCSI cũng là trở ngại cho hạ tầng phần cứng vệ tinh. Chính vì vậy bộ tiền mã hóa sẽ sử dụng CSI thống kê, sCSI, có đặc tính thay đổi chậm [5],[6].

Khảo sát truyền dẫn đường xuống khi K người dùng anten đơn được phục vụ đồng thời trên cùng khối tài

nguyên tần số. Bộ tiền mã hóa đường xuống tại vệ tinh tạo ra tín hiệu thu bởi người dùng k được xác định theo công thức:

$$y_k = g_k \sum_{i \in K} \sqrt{q_i} b_i s_i + z_k \quad (9)$$

Với q là công suất phát ấn định cho người dùng, b là vec tơ tiền mã hóa phát thỏa mãn $\|b_k\| = \sqrt{b_k^H b_k} = 1$, s là tín hiệu người dùng với trung bình không và phương sai bằng 1, z là tạp âm Gause phức đối xứng cộng với trung bình không và phương sai σ .

Số đo kênh được sử dụng là tỉ số tín hiệu trên nhiễu dò cộng tạp âm, SLNR, là số đo phổ biến cho truyền dẫn MIMO đa người dùng. Giá trị này cho người dùng k được tính [17]:

$$SLNR_k = \frac{|g_k b_k|^2}{\sum_{i \neq k} |g_i b_k|^2 + \frac{1}{\rho_k}} \quad (10)$$

Với $\rho_k = q_k / \sigma_k$ là tỉ số tín hiệu trên tạp âm người dùng, SNR. Khi đó bộ tiền mã hóa của người dùng k khi cực đại giá trị $SLNR_k$ có thể đạt được như sau:

$$b_k^{slnr} = \frac{1}{\eta_k^{slnr}} \left[\left(\sum_i g_i g_i^H + \frac{1}{\rho_k} \mathbf{I}_M \right)^{-1} g_k \right]^* \quad (11)$$

η_k^{slnr} là hệ số chuẩn hóa công suất được thiết lập để đảm bảo $\|b_k^{slnr}\| = 1$. Ta nói rằng bộ tiền mã hóa cực đại SLNR yêu cầu thông tin về trạng thái kênh tức thời g_k , nhưng do đặc điểm của kênh vệ tinh nên trạng thái kênh thống kê đường xuống khó đạt được tại đầu vệ tinh, do đó trạng thái kênh thống kê dài hạn, $g_{k,l,n}$, được sử dụng thay thế. Số đo hiệu năng lúc này được định nghĩa theo công suất trung bình của tín hiệu và nhiễu dò cộng tạp âm xác định theo công thức:

$$ASLNR_k = \frac{\gamma_k |(v_k)^T b_k|^2}{\sum_{i \neq k} \gamma_i |(v_i)^T b_k|^2 + \frac{1}{\rho_k}} \quad (12)$$

Bộ tiền mã hóa dựa trên sCSI khi cực đại ASLNR được tính theo công thức:

$$b_k^{aslnr} = \frac{1}{\eta_k^{aslnr}} \left[\left(\sum_i \gamma_i v_i v_i^H + \frac{1}{\rho_k} \mathbf{I}_M \right)^{-1} v_k \right]^* = \frac{1}{\eta_k^{aslnr}} (\mathbf{A}_k^{-1} v_k)^* \quad (13)$$

Giá trị cực đại ASLNR là:

$$ASLNR_k^{max} = \frac{1}{1 - \gamma_k v_k^H \mathbf{A}_k^{-1} v_k} - 1 \quad (14)$$

Bộ tiền mã hóa dựa trên sCSI không phụ thuộc vào sóng mang con và ký hiệu OFDM trong khoảng thời gian truyền dẫn khi đặc tính thông kê của kênh không thay đổi nhiều. Điều này phù hợp với việc thực hiện trên tải trọng thực tế của vệ tinh khi các tiêu đề cho việc tính toán thiết kế bộ tiền mã hóa đơn giản hơn so với iCSI.

ASLNR tối đa đường xuống trong công thức (14) đạt tới giá trị giới hạn trên xác định bởi công thức:

$$ASLNR_k^{max} \leq \rho_k^{dl} \gamma_k \quad (15)$$

IV. ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG

Thực hiện mô phỏng để đánh giá hiệu năng giải pháp Massive MIMO đề xuất cho hệ thống vệ tinh LEO sử dụng anten mảng đa búp. Các thông số mô phỏng chính được liệt kê trong bảng sau:

Bảng 1: Thông số mô phỏng chính

Anten vệ tinh		
	Số anten	$M_x = M_y = 16$
	Khoảng cách theo trục x, y	$\lambda/2$
Kênh vô tuyến		
	Hệ số kênh Rician	$k = 10$ dB
	Công suất kênh chuẩn hóa cho tất cả UT	$\gamma_k = M_x M_y$
	Góc không gian	$v_{k,p}^x, v_{k,p}^y: [-1, 1)$
UT		
	Số nhóm UT	$G_x = G_y = G$
	Số UT trong nhóm	$G^2 M$

Việc đánh giá hiệu năng sẽ dựa trên so sánh giải pháp Massive MIMO LEO với bộ tiền mã hóa dựa trên sCSI mà bài báo đề xuất và giải pháp tiền mã hóa dựa trên iCSI cũng như với hệ thống LEO FFR truyền thống [18] – [22].

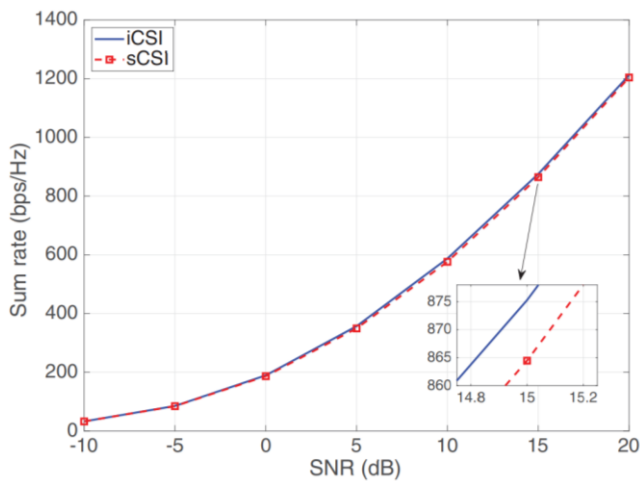
Thông số hiệu năng sử dụng để đánh giá là tốc độ tổng đường xuống được xác định theo công thức [23]:

$$R_{dl} = \frac{1}{G_x G_y} \sum_{g=0}^{G_x-1} \sum_{r=0}^{G_y-1} \sum_{k \in K(g,r)} E \left\{ \log_2 \left\{ 1 + \frac{|g_k^{dl}|^2 |v_k^T b_k^{aslnr}|^2 q_k^{dl}}{\sum_{i \neq k}^{i \in K(g,r)} |g_i^{dl}|^2 |v_i^T b_i^{aslnr}|^2 q_i^{dl} + \sigma_k^{dl}} \right\} \right\} \quad (16)$$

Các tham số đặc trưng của giải pháp đề xuất tác động hiệu năng tốc độ của hệ thống: b_k^{aslnr} : Bộ tiền mã hóa dựa trên sCSI của UT thứ k và $K(g,r)$: Nhóm người dùng.

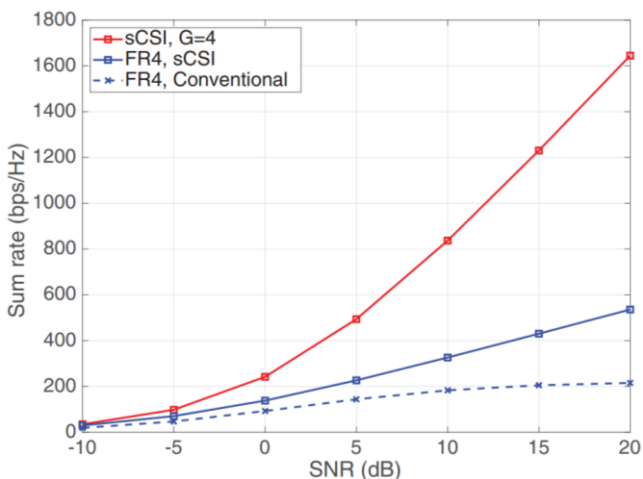
Sau đây chúng ta phân tích các kết quả mô phỏng có được để đánh giá hiệu năng của giải pháp đề xuất với các giải pháp đối sánh.

Trong kết quả mô phỏng ở hình 2, khi so sánh hiệu năng giải pháp tiền mã hóa dựa trên sCSI và iCSI, bộ tiền mã hóa dựa trên sCSI cho thấy hiệu năng khá tương đồng so với việc dựa trên iCSI. Với cùng tốc độ tổng, sCSI có SNR chỉ cao hơn khoảng 0,2dB trong khi nó giảm đáng kể mào đầu tính toán.



Hình 2: So sánh hiệu năng tiền mã hóa sử dụng sCSI và iCSI

So sánh hiệu năng của giải pháp massive MIMO với FFR và giải pháp FR4 thông thường được trình bày trong kết quả mô phỏng ở hình 3. Ta có thể thấy rằng bộ tiền mã hóa dựa trên sCSI áp dụng cho FR4 có hiệu năng tốt hơn rõ ràng so với FR4 thông thường. Hơn nữa, với FFR giữa các búp lân cận, giải pháp tiền mã hóa dựa trên sCSI thể hiện sự cải thiện hiệu năng đáng kể đặc biệt ở chế độ SNR cao.



Hình 3: So sánh hiệu năng giải pháp sCSI đề xuất với FFR và giải pháp FR4 thông thường

Với giá trị SNR 20dB, giải pháp truyền dẫn sử dụng bộ tiền mã hóa sCSI đề xuất với $G = 4$ đạt được độ cải thiện hiệu năng tốc độ gấp 8 lần so với giải pháp FR4 thông thường.

V. KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất giải pháp MIMO cỡ lớn cho hệ thống truyền thông vệ tinh quỹ đạo thấp. Với đặc trưng truyền sóng của đường truyền vệ tinh khác biệt rất nhiều so với kênh vô tuyến mặt đất, vì thế các yếu tố ảnh hưởng được phân tích và đưa vào trong tính toán. Mô hình kênh vệ tinh Massive MIMO LEO được xây dựng cho kết nối trên đường xuống.

Giải pháp tiền mã hóa dựa trên sCSI với đặc tính ASLNR tối đa đã được xây dựng và khảo sát hiệu năng so với các giải pháp hiện tại như iCSI, FR4 thông thường. Kết quả mô phỏng cho thấy giải pháp đề xuất có hiệu năng tốc độ dữ liệu được cải thiện. Bên cạnh đó bộ tiền mã hóa dựa trên sCSI được áp dụng ở đây có hiệu năng tương tự như iCSI nhưng việc tính toán đơn giản, phù hợp với đường truyền vệ tinh./.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Pantelis-Daniel Arapoglou, et.al., "MIMO over Satellite: A review," IEEE Communication surveys and tutorials, vol 13., no. 2, 2022.
- [2] A. Guidotti, A. Vanelli-Coralli, M. Conti, S. Andrenacci, S. Chatzinotas, N. Maturo, B. Evans, A. Awoseyila, A. Ugolini, T. Foggi, L. Gaudio, N. Alagha, and S. Cioni, "Architectures and key technical challenges for 5G systems incorporating satellites," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 68, no. 3, pp. 2624–2639, Mar. 2019
- [3] P. Petropoulou, E. T. Michailidis, A. D. Panagopoulos, and A. G. Kanatas, "Radio propagation channel measurements for multi-antenna satellite communication systems: A survey," IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 56, no. 6, pp. 102–122, Dec. 2014.
- [4] B. Di, L. Song, Y. Li, and H. V. Poor, "Ultra-dense LEO: Integration of satellite access networks into 5G and beyond," IEEE Wireless Commun., vol. 26, no. 2, pp. 62–69, Apr. 2019.
- [5] R. T. Schwarz, T. Delamotte, K.-U. Storek, and A. Knopp, "MIMO applications for multibeam satellites," IEEE Trans. Broadcast., vol. 65, no. 4, pp. 664–681, Dec. 2019.
- [6] L. You, J. Xiong, K.-X. Li, W. Wang, and X. Q. Gao, "Non-orthogonal unicast and multicast transmission for massive MIMO with statistical channel state information," IEEE Access, vol. 6, pp. 66 841–66 849, Nov. 2018..
- [7] M. Barzegar Khalilsarai, S. Haghighatshoar, X. Yi, and G. Caire, "FDD massive MIMO via UL/DL channel covariance extrapolation and active channel sparsification," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 18, no. 1, pp. 121–135, Jan. 2019.
- [8] U. Ugurlu, R. Wichman, C. B. Ribeiro, and C. Wijting, "A multipath extraction-based CSI acquisition method for FDD cellular networks with massive antenna arrays," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 15, no. 4, pp. 2940–2953, Apr. 2016.
- [9] L. You, X. Q. Gao, A. L. Swindlehurst, and W. Zhong, "Channel acquisition for massive MIMO-OFDM with adjustable phase shift pilots," IEEE Trans. Signal Process., vol. 64, no. 6, pp. 1461–1476, Mar. 2016..
- [10] P. R. King, T. W. Brown, A. Kyrgiazos, and B. G. Evans, "Empiricalstochastic LMS MIMO channel model implementation and validation," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 2, pp. 606–614, Feb. 2012.
- [11] V. Nikolaidis, N. Moraitis, and A. G. Kanatas, "Dual-polarized narrowband MIMO LMS channel measurements in urban environments," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 65, no. 2, pp. 763–774, Feb. 2017.
- [12] A. G. Kanatas and A. D. Panagopoulos, Radio Wave Propagation and Channel Modeling for Earth-Space Systems. New York, NY, USA: CRC Press, 2016.
- [13] Jukka Kyröläinen, Ari Hultkonen, Juha Ylitalo, Aaron Byman, Bhavani Shankar, Pantelis-Daniel Arapoglou and Joel Grotz, " Applicability of MIMO to satellite communications," Int. J. Satell. Commun. Network. 2014.
- [14] Jing Qingfeng, Liu Danmei, Liu Xin, " Capacity of the Broadband Dual-orthogonal Polarized MIMO Land Mobile

Satellite (LMS) Channel: Channel Modeling and Influenced Factors Analysis," International Journal of Electronics and Communications, 2017.

- [15] C. Sun, X. Q. Gao, S. Jin, M. Matthaiou, Z. Ding, and C. Xiao, "Beam division multiple access transmission for massive MIMO communications," IEEE Trans. Commun., vol. 63, no. 6, pp. 2170–2184, Jun. 2015.
- [16] L. You, X. Q. Gao, X.-G. Xia, N. Ma, and Y. Peng, "Pilot reuse for massive MIMO transmission over spatially correlated Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 14, no. 6, pp. 3352–3366, Jun. 2015.
- [17] Ana Pérez-Neria, Miguel A. Lagunas, and Miguel A. Vázquez, "High throughput satellites in 5G and MIMO interference limited communications," CSCC. 2016.
- [18] Robert T. Schwarz, and Andreas Knopp, "MIMO Capacity of Co-Located Satellites in Longitude Separation," 978-1-5386-8088-9/19/©2019 IEEE.
- [19] Shree Krishna Sharma, Symeon Chatzinotas and Pantelis-Daniel Arapoglou, "Satellite Communications in the 5G Era," © The Institution of Engineering and Technology 2018.
- [20] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, "An overview of massive MIMO: Benefits and challenges," IEEE J. Sel. Topics Signal Process., vol. 8, no. 5, pp. 742–758, Oct. 2014.
- [21] W. Wang, A. Liu, Q. Zhang, L. You, X. Q. Gao, and G. Zheng, "Robust multigroup multicast transmission for frame-based multi-beam satellite systems," IEEE Access, vol. 6, pp. 46 074–46 083, Aug. 2018.
- [22] M. A. Vázquez, A. Pérez-Neira, D. Christopoulos, S. Chatzinotas, B. Ottersten, P.-D. Arapoglou, A. Ginesi, and G. Tarocco, "Precoding in multibeam satellite communications: Present and future challenges," IEEE Wireless Commun., vol. 23, no. 6, pp. 88–95, Dec. 2016
- [23] L. You, K.-X. Li, J. Wang, X. Q. Gao, X.-G. Xia, and B. Ottersten, "LEO satellite communications with massive MIMO," in *Proc. IEEE ICC*, Dublin, Ireland, 2020

PRECODING METHOD BASED ON STATISTICAL CHANNEL STATE INDEX APPLIED TO MASSIVE MIMO LEO SATELLITE COMMUNICATIONS SYSTEMS

Abstract—LEO SatCom plays an importance role in deploying 5G mobile networks. Massive MIMO technique has been widely applied to 5G and is being expected to improve system performance significantly. But with the differences in channel characteristics, the utilize of this technique needs technical modifications. This paper concentrates in analyzing transmission characteristics of massive MIMO LEO and proposes the precoder based on statistical channel index suitably applied to LEO systems.

Keywords—LEO SatCom, massive MIMO, precoder, CSI



Nguyễn Việt Minh, Nhận học vị Tiến sỹ năm 2019. Hiện công tác tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông. Lĩnh vực nghiên cứu: Công nghệ anten, truyền thông MIMO, thông tin vệ tinh.

Email: minhnv@ptit.edu.vn