

GIẢI PHÁP MIMO PHÂN CỰC KÉP CHO HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG VỆ TINH DI ĐỘNG MẶT ĐẤT, LMS

Nguyễn Việt Minh

Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông

Tóm tắt: Bài báo giới thiệu giải pháp mới trong việc cải thiện dung lượng của hệ thống truyền thông vệ tinh di động mặt đất (LMS) quỹ đạo thấp (LEO) bằng kỹ thuật MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) phân cực kép. Các thông số kênh trong quá trình tín hiệu lan truyền từ vệ tinh đến đầu cuối người dùng di động cần được phân tích kỹ cho việc triển khai giải pháp MIMO phân cực kép. Các thông số quan trọng được bài báo phân tích như tương quan phân cực, che chắn tầm nhìn thẳng, hiệu ứng đa đường, hệ số phân biệt phân cực chéo (XPD) của anten, ghép phân cực chéo của môi trường truyền, góc ngẩng, môi trường người dùng và dịch tần Doppler. Giải pháp phân MIMO phân cực kép được đề xuất cho thấy sự cải thiện đáng kể về hiệu năng dung lượng so với hệ thống SISO ở tất cả các môi trường truyền sóng khác nhau.

Từ khóa: SatCom, LMS, MIMO, phân cực kép.

I. GIỚI THIỆU

Vệ tinh quỹ đạo thấp có độ cao quỹ đạo khoảng 700km đến 1.200km. Với khoảng cách truyền dẫn nhỏ hơn rất nhiều so với quỹ đạo địa tĩnh GEO (trên 36.000km) và quỹ đạo trung bình MEO (10.000km đến 20.000km) nên LEO đảm bảo trễ truyền lan nhỏ và tổn hao truyền sóng thấp. Điều này tạo thuận lợi cho việc thực hiện truyền dẫn đến các đầu cuối người dùng, nhất là thiết bị di động. Khai thác lợi thế này, nhiều hệ thống di động vệ tinh mặt đất (LMS) đã được triển khai khá sớm, từ những năm cuối 1990 như GlobalStar, Iridium, ICO. Tuy nhiên thời điểm đó chi phí chế tạo, phóng vệ tinh còn rất đắt đỏ, cùng với máy đầu cuối công kênh khiến việc thương mại hóa gặp nhiều khó khăn [1], [16], [18].

Hiện nay, các điều kiện kỹ thuật đã cho phép triển khai chùm vệ tinh LEO lớn để cung cấp dịch vụ dữ liệu cố định và di động toàn cầu. Chẳng hạn như hệ thống StarLink dự kiến lên tới 12.000 vệ tinh cung cấp kết nối internet toàn cầu, đến nay đã phóng trên 1000 vệ tinh và bắt đầu thử nghiệm dịch vụ từ đầu 2020. Bên cạnh đó việc sử dụng quỹ đạo rất thấp VLEO với độ cao xấp xỉ 350km giúp cải thiện tốt hơn về hiệu suất truyền dẫn, tuy nhiên do độ cao thấp nên vệ tinh chuyển động khá nhanh nên cần tính toán dịch

tần Doppler vệ tinh cẩn thận để đánh chính xác giá tác động của nó lên hiệu năng của hệ thống.

Kỹ thuật MIMO với sự cải thiện hiệu năng đáng kể cho các hệ thống mặt đất đã thúc đẩy việc ứng dụng trong hệ thống vệ tinh, đặc biệt là hệ thống vệ tinh di động mặt đất [1], [12]. Tuy nhiên, khác với kênh vô tuyến mặt đất, kênh truyền LMS không có sự tán xạ mạnh mà chủ yếu là truyền thẳng (LOS) [13], [15], [17]. Do vậy ma trận kênh MIMO của hệ thống LMS bị giảm hạng do các đường truyền tương quan cao [2], [3], [14]. Phân tập phân cực được cho là giải pháp phù hợp cho hệ thống này. Với đặc trưng khoảng cách truyền sóng lớn và việc phải truyền xuyên qua bầu khí quyển nên thông tin vệ tinh chủ yếu sử dụng sóng điện từ phân cực quay tròn tay trái LHCP hoặc tay phải RHCP. Với việc sử dụng đồng thời hai phân cực trực giao trên anten với hệ số phân biệt phân cực chéo XPD cao sẽ giúp các đường truyền có tính độc lập tốt hơn, cải thiện hiệu năng MIMO.

Một số nghiên cứu về MIMO phân cực kép cho LMS còn bị hạn chế ở góc ngẩng thấp hay tính toán dịch tần Doppler phù hợp cho sự di chuyển của đầu cuối người dùng (UT) [4], [5], [6].

Trong nghiên cứu này, chúng tôi phân tích các thông số kênh trong quá trình lan truyền tín hiệu từ vệ tinh tới UT di động từ đó đưa ra giải pháp MIMO phân cực kép với sự tính toán đầy đủ các thông số như tương quan phân cực, che chắn đường trực tiếp LOS, hiệu ứng đa đường, phân biệt phân cực chéo XPD của anten, ghép phân cực chéo của môi trường, góc ngẩng, môi trường người dùng và dịch tần Doppler. Để đánh giá hiệu năng giải pháp, mô phỏng MIMO phân cực kép được so sánh với hệ thống LMS đơn anten SISO.

Một số ký hiệu được sử dụng trong phần trình bày dưới đây: Các ký hiệu cho ma trận viết chữ in hoa đậm, các vector sử dụng chữ thường đậm. $(\cdot)^T, (\cdot)^H, \otimes, \square, U, N, CN, 0^M, I_L$: ký hiệu cho chuyển vị, chuyển vị liên hợp (Hermitian), tích Kronecker, tích ma trận, phân bố đồng dạng, phân bố ngẫu nhiên Gaussian, phân bố ngẫu nhiên Gaussian phức, vector không kích thước M và ma trận nhận dạng kích thước L. Toán tử round(x) làm tròn đến số nguyên gần nhất. Toán tử vec(A) ký hiệu cho vector hóa ma trận A.

Về bố cục của bài báo, sau phần I Giới thiệu, bài báo sẽ trình bày mô hình hệ thống MIMO phân cực kép trong phần II. Tiếp theo, phần III phân tích các yếu tố kênh truyền sóng ảnh hưởng đến giải pháp MIMO phân cực kép. Phần IV thực hiện đánh giá hiệu năng dung lượng của giải pháp theo các tham số kênh cụ thể là phân biệt phân cực chéo anten

Tác giả liên hệ: Nguyễn Việt Minh,

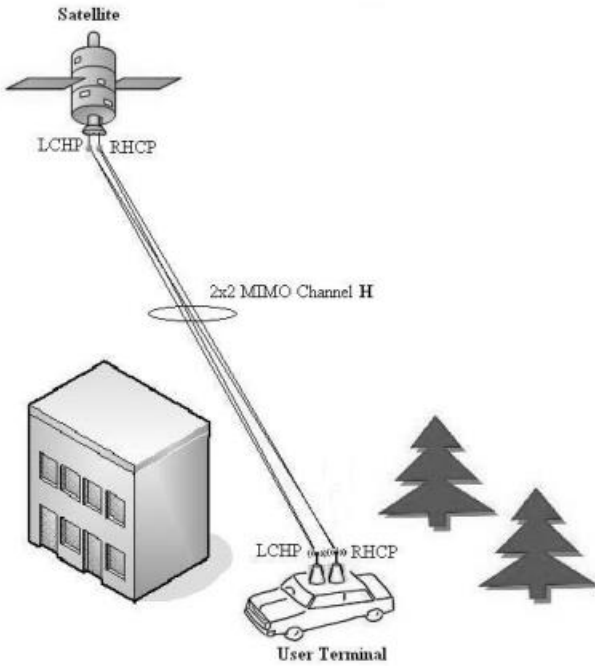
Email: minhvn@ptit.edu.vn

Đến tòa soạn: 23/10/2022, chỉnh sửa: 14/11/2022, chấp nhận đăng: 31/11/2022.

UT, góc nâng và môi trường truyền. Cuối cùng là phần Kết luận.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG MIMO PHÂN CỰC KÉP

Sơ đồ hệ thống LMS MIMO phân cực kép cho ở hình 1. Mỗi vệ tinh và UT được trang bị anten sử dụng cả phân cực tròn trái (LHCP) và phân cực tròn phải (RHCP). Khi đó kênh MIMO được biểu diễn bằng ma trận kênh 2×2 $H \square [h_{ij}] (i, j \in \{1, 2\})$ trong đó h_{ij} là độ lợi giữa kênh phân tập thứ j trên vệ tinh và kênh phân tập thứ i trên UT. Phân bố đường bao của h_{ij} , ký hiệu $|h_{ij}|$, giả sử có phân bố Loo, phân bố này được dùng phổ biến và đánh giá là chính xác trong chuẩn DVB-SH. Theo phân bố Loo, $H = \bar{H} + H$ bao gồm các thành phần pha đỉnh phạm vi rộng $\bar{H} \square [\bar{h}_{ij}] (i, j \in \{1, 2\})$ và thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp $H \square [h_{ij}] (i, j \in \{1, 2\})$ lần lượt biểu diễn cho che chắn LOS và tán xạ đa đường. Ta ký hiệu các độ lợi kênh theo biên độ và pha:



Hình 1. Mô hình hệ thống LMS MIMO phân cực kép 2x2

$$\bar{h}_{ij} = |\bar{h}_{ij}| e^{j\bar{\phi}_{ij}} \quad (1)$$

$$h_{ij} = |h_{ij}| e^{j\phi_{ij}}$$

$|\bar{h}_{ij}|, |h_{ij}|$ lần lượt tuân theo phân bố chuẩn log và phân bố Rayleigh. $\bar{\phi}_{ij}, \phi_{ij}$ là độc lập với phân bố đều trong khoảng $[0, 2\pi]$. Để đơn giản ta ký hiệu $r \square |h_{ij}|$. Hàm mật độ xác suất của r là:

$$p(r) = \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^\infty \frac{1}{z} e^{-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0} - \frac{r^2 + z^2}{2b_0}} I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz \quad (2)$$

$I_0(\cdot)$ là hàm Bessel biến đổi bậc không. Ta ký hiệu $\alpha = 20\lg(e^\mu); \psi = 20\lg(e^{\sqrt{d_0}})$ là trung bình và phương sai tiêu chuẩn của $|\bar{h}_{ij}|$ đơn vị dB. $MP = 10\lg(2b_0)$ là công suất trung bình của $|h_{ij}|$ đơn vị dB. (số liệu của các tham số này được cho trong [7]).

Tiếp theo ta sẽ phân tích một số ảnh hưởng tác động lên hệ thống LMS MIMO phân cực kép.

III. CÁC YẾU TỐ ẢNH HƯỞNG LÊN HỆ THỐNG MIMO PHÂN CỰC KÉP

A. Tương quan tạm thời

Tương quan tạm thời xảy ra do sự chuyển động của UT ở vận tốc xác định v . Sự thay đổi tạm thời của kênh LMS được mô hình như quá trình ngẫu nhiên Markov ba trạng thái với ma trận xác suất chuyển giao trạng thái cho trước P và vector xác suất trạng thái w [7]. Ba trạng thái được ký hiệu là $S_i, i \in \{1, 2, 3\}$ với $i = 1$ cho truyền sóng trực tiếp LOS, $i = 2$ cho pha đỉnh vừa phải và $i = 3$ cho pha đỉnh sâu.

p_{ij} ký hiệu cho xác suất chuyển đổi trạng thái từ S_i sang S_j . Độ lâu tối thiểu của mỗi trạng thái được ký hiệu là L_f/v với L_f là số đo khoảng cách tương quan trạng thái. Giá trị của L_f thường được đặt từ 3 – 8m [8]. Các tham số của phân bố Loo gồm α, ψ, MP được coi là hằng số trong từng trạng thái.

Tương quan tạm thời của các thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp có thể đo bằng khoảng cách tương quan được ký hiệu là L_m , nghĩa là các thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp được tạo ra ngẫu nhiên sau khi UT di chuyển mỗi L_m mét. Ta thường đặt $L_m = \lambda/F$ với λ là bước sóng và F là hệ số với giá trị đặt trong khoảng 8 – 10.

Một phương pháp để đưa tương quan tạm thời vào các thành phần pha đỉnh phạm vi rộng là sử dụng bộ lọc đáp ứng xung kim vô hạn IIR [6]. Quá trình chi tiết bao gồm trước tiên tạo ra các mẫu không tương quan ngẫu nhiên Gaussian $\{x_n, n=1, 2, \dots, M\}$ với trung bình không và phương sai đơn vị, với $M \square \text{round}(L_f/L_m)$. Sau đó cho các mẫu này đi qua bộ lọc IIR thông thấp để tạo ra tương quan tạm thời. Bộ lọc IIR được định nghĩa:

$$y_n = x_n + A y_{n-1} \quad (3)$$

Với $A = e^{-vT/L_d}$ $T = \lambda/Fv$ là khoảng cách lấy mẫu, L_d là khoảng cách tương quan của các thành phần pha đỉnh phạm vi rộng. Với mục đích duy trì sự thay đổi của các mẫu sau lọc, $\{y_n, n=1, 2, \dots, M\}$ được nhân với biên độ $\sqrt{1-A^2}$.

B. Hiệu ứng Doppler

Do sự chuyển động của UT, phổ của tín hiệu thu sẽ bị ảnh hưởng bởi dịch Doppler. Có thể sử dụng bộ lọc Butterworth thông thấp để đưa dịch Doppler vào các thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp [8]. Hàm bình phương biên độ của bộ lọc Butterworth được xác định:

$$|H_{\text{buff}}(f)|^2 = \frac{B}{1+(f/f_c)^{2k}} \quad (4)$$

Với f_c là tần số cắt và k là bậc của bộ lọc. Do sự biến thiên của tín hiệu sẽ thay đổi sau lọc, hằng số nhân B được sử dụng.

Pha của các thành phần pha đỉnh phạm vi rộng được giả sử là tăng tuyến tính bởi hệ số pha tính theo công thức:

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{\cos\theta}{F} \quad (5)$$

khí UT di chuyển mỗi L_m mét, trong đó θ là góc nghiêng.

C. Ảnh hưởng phân biệt phân cực chéo

Phân biệt phân cực chéo (XPD) của anten vệ tinh thường được giả thiết là hoàn hảo [6]. Do đó ta chỉ xem xét XPD của anten UT, ký hiệu là XPD_{ant} . Công suất của các thành phần pha đỉnh phạm vi rộng và phạm vi hẹp được tính theo công thức:

$$E\left\{\left|\overline{h}_{ij}\right|^2\right\} = \begin{cases} (\psi^2 + \alpha^2)(1 - \beta_{ant}) & i = j \\ (\psi^2 + \alpha^2)\beta_{ant} & i \neq j \end{cases} \quad (6)$$

$$E\left\{\left|h_{ij}\right|^2\right\} = \begin{cases} MP(1 - \gamma) & i = j \\ MP\gamma & i \neq j \end{cases}$$

Với $i, j \in \{1, 2\}$, lưu ý là α, ψ và MP ở thang tuyến tính thay cho thang logarit. Ta ký hiệu ghép phân cực chéo của môi trường truyền là XPC_{env} . Cả β_{ant}, γ trong công thức 6 đều liên quan đến XPD_{ant}, XPC_{env} trong ba phương trình sau:

$$XPD_{ant} = 10\lg \frac{1 - \beta_{ant}}{\beta_{ant}} \quad (7)$$

$$XPC_{env} = 10\lg \frac{1 - \gamma_{env}}{\gamma_{env}}$$

$$\gamma = \beta_{ant}(1 - \gamma_{env}) + (1 - \beta_{ant})\gamma_{env}$$

Một số giá trị thực tế của XPD_{ant}, XPC_{env} dựa trên việc đo lường [5], [9].

D. Tương quan phân cực

i) Tương quan phân cực của các thành phần pha đỉnh phạm vi rộng

Cho ma trận kênh $\left|\overline{H}\right|_w$ 2×2 với mỗi phần tử tuân thủ phân bố Gaussian với trung bình không và phương sai đơn vị, tương quan phân cực được đưa vào $\left|\overline{H}\right|_w$ như sau [5], [10]:

$$\text{vec}\left(\left|\overline{H}\right|_c\right) = \overline{C}^{1/2} \cdot \text{vec}\left(\left|\overline{H}\right|_w\right) \quad (8)$$

Với \overline{C} là ma trận Hermitian bán xác định dương 4×4 để biểu diễn hiệp phương sai cho \overline{h}_{ij} . Dữ liệu của \overline{C} dựa trên đo lường trong môi trường xác định.

Khi đó ta có thể tạo ra $\left|\overline{H}_{LN}\right|$:

$$\text{vec}\left(\left|\overline{H}_{LN}\right|\right) = 10^{\left[\text{vec}\left(\left|\overline{H}\right|_c\right) \cdot \left(\frac{\psi}{20}\right) + \frac{\alpha}{20}\right]} \quad (9)$$

ii) Tương quan phân cực của các thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp

Cho ma trận kênh H_w 2×2 với mỗi phần tử tuân thủ phân bố Gaussian với trung bình không và phương sai đơn vị, tương quan phân cực được đưa vào H_w như sau:

$$\text{vec}\left(H_c\right) = C^{1/2} \cdot \text{vec}\left(H_w\right) \quad (10)$$

Với C là ma trận Hermitian bán xác định dương 4×4 để biểu diễn hiệp phương sai cho h_{ij} được xác định

$$C = R_{tx}^T \otimes R_{rx} \quad (11)$$

Trong đó R_{tx}, R_{rx} là các ma trận hiệp phương sai Hermitian bán xác định dương 2×2 tại phía phát và phía thu. Thay thế công thức 11 vào công thức 10 thì có thể viết lại:

$$H_c = R_{rx}^{1/2} \cdot H_w \cdot R_{tx}^{1/2} \quad (12)$$

Dựa trên công thức 6 ta có thể tìm được R_{tx}, R_{rx} :

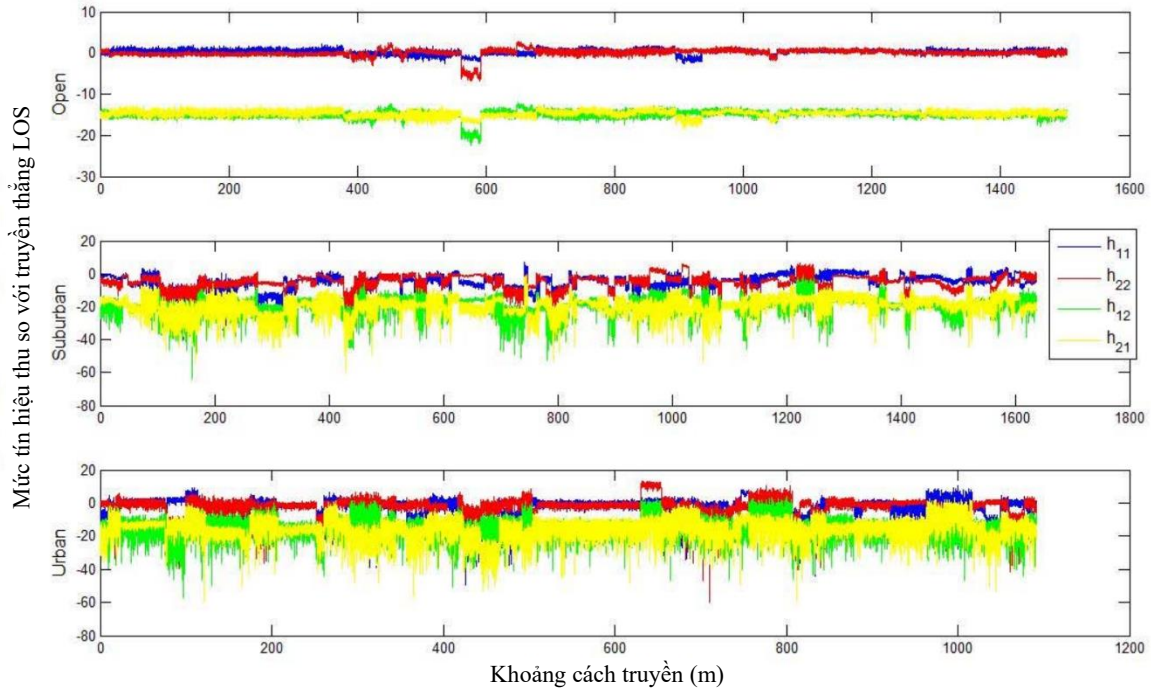
$$R_{rx} = E\left\{H_c H_c^H\right\} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{rx} \\ \rho_{rx} & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$R_{tx} = E\left\{H_c^H H_c\right\} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{tx} \\ \rho_{tx} & 1 \end{bmatrix}$$

Với ρ_{tx}, ρ_{rx} là hệ số tương quan phân cực đối với các thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp ở đầu phát và thu [5], [11].

Đầu ra mô hình kênh LMS MIMO phân cực kép ở băng tần S với 3 môi trường truyền sóng đặc trưng là vùng mở, ngoại ô và thành phố được thể hiện trong hình 2. UT di chuyển vận tốc 50 km/h, góc nghiêng 40° .

Như thấy ở hình 2, ta so sánh chuyển đổi trạng thái kênh với phương sai của đường bao kênh với các môi trường khác nhau. Ta thấy rằng khi UT di chuyển, trạng thái kênh dịch chuyển trong ba trạng thái. Ở môi trường đô thị, độ lợi kênh nhỏ hơn so với trong môi trường mở vì tán xạ mạnh. Do ảnh hưởng của XPD_{ant} và XPC_{env} , đường bao kênh phân cực chéo $|h_{ij}|, i \neq j$. thấp hơn đường bao kênh đồng phân cực $|h_{ij}|, i = j$. Chuỗi kênh trạng thái Tốt – Xấu liên tục khi UT di chuyển. Trong từng môi trường, trạng thái kênh tốt có mức không giống nhau, tương tự như vậy cho trạng thái kênh xấu. Điều này là do môi trường đạt tới trạng thái kênh xác định thì UT di chuyển ở những khoảng cách khác nhau. Lượng tăng của pha đỉnh đa đường khi di chuyển từ vùng mở nông thôn vào vùng đô thị thể hiện khá rõ trên hình. Ngoài ra, ta thấy rằng giá trị XPD của kênh giữa thành phần đồng phân cực và phân cực chéo không cố định khi UT di chuyển, điều này chủ yếu là do giá trị XPC_{env} .

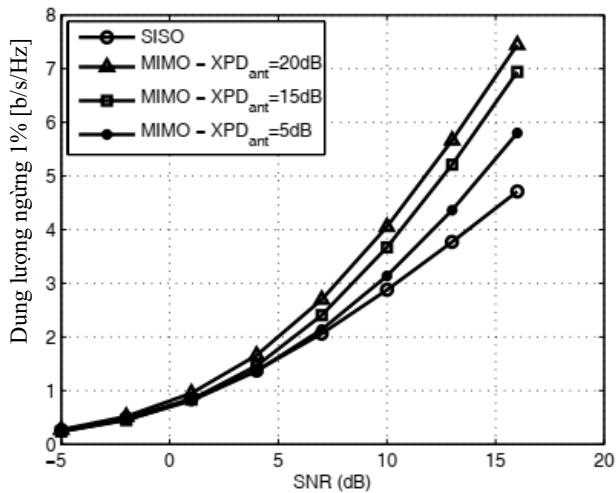


Hình 2. Đầu ra kênh LMS MIMO phân cực kép với các khu vực truyền sóng khác nhau (vận tốc UT 50km/h, góc ngắm 40°)

IV. ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG

Ta thực hiện mô phỏng mô hình kênh LMS MIMO phân cực kép với các thông số kênh được phân tích trong phần trên. Giả sử UT di chuyển tốc độ 10m/s ở ba môi trường khác nhau gồm môi trường mở, ngoại ô và thành phố. Tần số làm việc ở 2,2GHz tại băng S. Góc ngắm θ đặt là 45° và L_f là 5m.

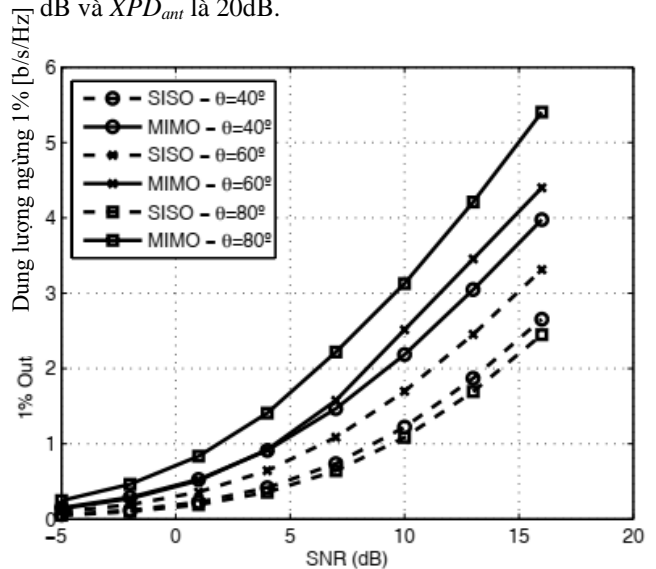
Với bộ lọc Butterworth, đặt tần số cắt băng thông là $0,9v/\lambda$ ở 3dB và $3v/\lambda$ ở 100dB. Khi đó ta có thể tạo ra bộ lọc Butterworth bậc $k = 7$.



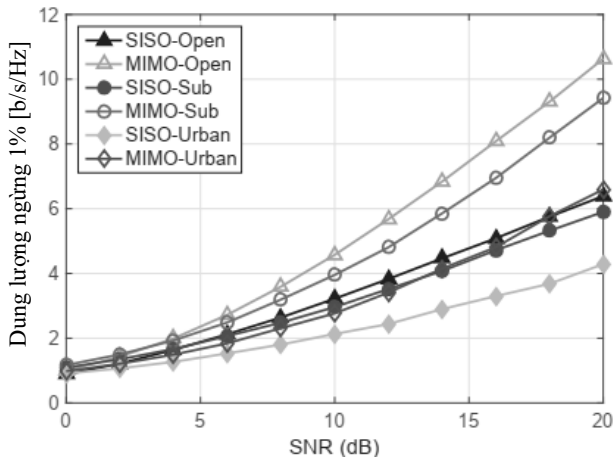
Hình 3. Dung lượng ngừng 1% của kênh LMS MIMO phân cực kép 2 x 2 trong môi trường mở với các giá trị XPD_{ant} ($\theta = 40^\circ$)

Ta biểu diễn dung lượng ngừng 1% của kênh truyền LMS MIMO phân cực kép thông qua mô phỏng Monte Carlo qua thực hiện kênh 10^4 ở hình 3, 4, 5 và hình 6 đối với các môi trường và các tham số kênh khác nhau.

Hình 3 so sánh dung lượng ngừng 1% với các giá trị XPD_{ant} khác nhau trong môi trường mở với góc ngắm cố định $\theta = 40^\circ$. Ta thấy rằng khi XPD_{ant} tăng dung lượng tăng theo do tương quan phân cực chéo giảm xuống giúp tăng tính trực giao đường truyền. Như vậy ta có thể tăng XPD_{ant} của UT để giảm xác suất ngừng qua đó hiệu năng hệ thống có thể được cải thiện. Mức cải thiện lên tới xấp xỉ 3,5 b/s/Hz (77%) so với hệ thống SISO khi SNR đạt tới dB và XPD_{ant} là 20dB.



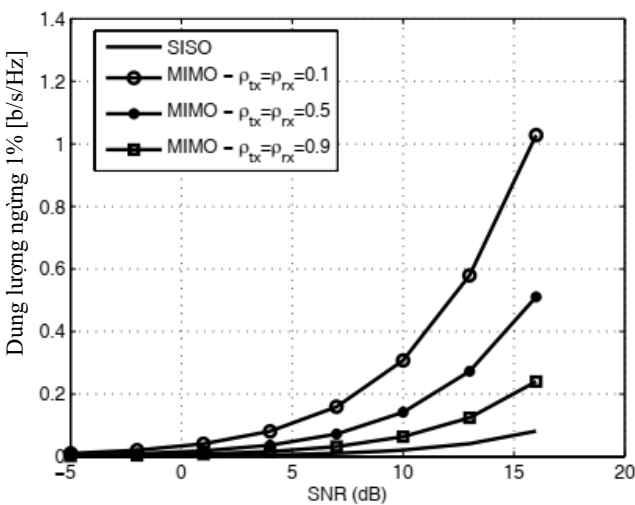
Hình 4. Dung lượng ngừng 1% của kênh LMS MIMO phân cực kép 2 x 2 trong môi trường ngoại ô với các giá trị góc ngắm θ ($XPD_{ant} = 15dB$)



Hình 5. Dung lượng ngừng 1% của kênh LMS MIMO phân cực kép 2 x 2 và kênh SISO trong các môi trường khác nhau ($v=50\text{km/h}$, $\theta = 40^\circ$.)

Hình 4 so sánh dung lượng ngừng 1% với các giá trị góc ngẩng θ khác nhau ở môi trường ngoại ô với giá trị cố định $XPD_{ant} = 15\text{dB}$. Kết quả cho thấy với sự tăng của góc ngẩng, dung lượng cũng tăng theo do trạng thái kênh S_1 xảy ra thường xuyên hơn trong 3 trạng thái S_1 , S_2 và S_3 . Mức cải thiện lên tới 2,25 b/s/Hz (81%) so với hệ thống SISO khi SNR đạt tới 15dB và $\theta = 80^\circ$.

Hình 5 so sánh dung lượng ngừng 1% cho 3 môi trường khác nhau với UT góc ngẩng cố định $\theta = 40^\circ$, tốc độ di chuyển 50km/h. Từ hình này có thể thấy rõ dung lượng ngừng 1% của kênh MIMO cao hơn nhiều so với kênh SISO. Tại giá trị SNR 20 dB, dung lượng ngừng 1% của kênh SISO trong môi trường mở/ngoại ô/đô thị lần lượt là 6,39/5,9/4,29 b/s/Hz. Trong khi với kênh MIMO, các giá trị lần lượt là 10,63/9,42/6,59 b/s/Hz, mang lại độ cải thiện lần lượt là 66%, 60% và 54% cho từng môi trường.



Hình 6. Dung lượng ngừng 1% của kênh LMS MIMO phân cực kép 2 x 2 và kênh SISO với các giá trị tương quan phân cực của thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp khác nhau (kênh ở trạng thái xấu, $\tilde{\rho}_{tx} = \tilde{\rho}_{rx}$.)

Cuối cùng, hình 6 thể hiện dung lượng ngừng 1% của kênh MIMO LMS phân cực kép 2x2 trong môi trường đô thị với các giá trị khác nhau của tương quan phân cực đối

với thành phần pha đỉnh phạm vi hẹp. Khi $\tilde{\rho}_{tx}; \tilde{\rho}_{rx}$ giảm, dung lượng ngừng kênh MIMO tăng. So sánh với các trường hợp trên ta thấy ở hình 6 dung lượng ngừng đạt được trong môi trường đô thị thấp hơn nhiều so với môi trường ngoại ô và nông thôn với môi trường mở.

Như vậy trong tất cả các trường hợp, kể cả khi tín hiệu vệ tinh bị chặn trong khu vực đô thị, việc sử dụng MIMO phân cực kép đã cải thiện khá ấn tượng dung lượng của hệ thống LMS so với SISO. Việc triển khai kỹ thuật này cần chú trọng vào việc thiết kế anten có khả năng phân biệt phân cực chéo tốt giúp đảm bảo tính trực giao của các kênh truyền.

V. KẾT LUẬN

Bài báo đã giới thiệu mô hình hệ thống LMS MIMO phân cực kép với việc khảo sát nhanh hầu hết các thông số liên quan đến mô hình như tương quan tạm thời, tương quan phân cực, che chắn LOS, hiệu ứng đa đường, XPD của anten, XPC của môi trường, góc ngẩng, chuyển động của người dùng và dịch tần Doppler. Kết quả mô phỏng cho thấy so sánh với hệ thống LMS SISO, hệ thống LMS MIMO đạt được sự cải thiện hiệu năng đáng kể về mặt dung lượng. Cụ thể LMS MIMO phân cực kép đạt được độ cải thiện dung lượng ngừng 1% lên tới 66%, 60% và 54% ứng với các môi trường truyền sóng mở, ngoại ô và thành phố tại giá trị SNR 20dB.

Bài báo này mới thực hiện đánh giá mức độ cải thiện hiệu năng dung lượng của hệ thống LMS MIMO phân cực kép theo yếu tố môi trường truyền, góc ngẩng và phân biệt phân cực chéo anten UT. Các yếu tố tác động khác của kênh truyền sóng liên hiệu năng MIMO phân cực kép như trải tần số Doppler, phân biệt phân cực chéo anten vệ tinh cũng như việc kết hợp phân cực kép với phân tập không gian để mở rộng cấu hình MIMO lên 2x4 nhằm nâng cao hơn nữa dung lượng hệ thống LMS sẽ được đề cập trong các nghiên cứu tiếp theo./.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] S. Fassoi, E. T. Michailidis, and A. G. Kanatas, "Performance evaluation of MIMO satellite multiple-relay multi-user fading channels," in 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), May 2015, pp. 1–5.
- [2] 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.
- [3] A. Byman, A. Hulkkonen, P. D. Arapoglou, M. Bertinelli, and R. D. Gaudenzi, "MIMO for mobile satellite digital broadcasting: From theory to practice," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 65, no. 7, pp. 4839–4853, July 2016.
- [4] C. Kourogorgas, M. Kvicera, D. Skraparlis, T. Korinek, V. K. Sakarellos, A. D. Panagopoulos, and P. Pechac, "Modeling of first-order statistics of the MIMO dual polarized channel at 2 GHz for land mobile satellite systems under tree shadowing," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 62, no. 10, pp. 5410–5415, Oct. 2014.
- [5] P. King, "Modelling and measurement of the land mobile satellite MIMO radio propagation channel," PhD Thesis, Univ. of Surrey, 2007.
- [6] K. P. Liolis, J. Gomez-Vilardebó, E. Casini, and A. I. Pérez-Neira, "Statistical modeling of dual-polarized MIMO land mobile satellite channels," IEEE Trans. Commun., vol. 58, no. 11, pp. 3077–3083, Nov. 2010.

- [7] F. P. Fontan, M. Vazquez-Castro, C. E. Cabado, J. P. Garcia, and E. Kubista, "Statistical modeling of the LMS channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 6, pp. 1549–1567, Nov. 2001.
- [8] R. Prieto-Cerdeira, F. Perez-Fontan, P. Burzigotti, A. B. Alamañac, and I. Sanchez-Lago, "Versatile two-state land mobile satellite channel model with first application to DVB-SH analysis," *Int. J. Satellite Communications Networking*, vol. 28, pp. 291–315, June 2010.
- [9] P. R. King, T. W. Brown, A. Kyrgiazos, and B. G. Evans, "Empirical stochastic LMS MIMO channel model implementation and validation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 2, pp. 606–614, Feb. 2012.
- [10] 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.
- [11] P.-D. Arapoglou, K. Liolis, M. Bertinelli, A. Panagopoulos, P. Cottis, and R. De Gaudenzi, "MIMO over satellite: A review," *IEEE Communications surveys & tutorials*, vol. 13, no. 1, pp. 27–51, First Quarter 2011.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] K.P. Liolis, A.D. Panagopoulos, P.G. Cottis, "Multi-satellite MIMO communications at Ku-band and above: Investigations on spatial multiplexing for capacity improvement and selection diversity for interference mitigation," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2007.
- [15] R.T. Schwarz, A. Knopp, B. Lankl, "The channel capacity of MIMO satellite links in a fading environment: A probabilistic analysis," in *Int. Work. Satell. Space Commun.*, IWSSC 2009, pp. 78-82, Tuscany, Italy, Sept. 2009.
- [16] Ana Pérez-Neria, Miguel A. Lagunas, and Miguel A. Vázquez, "High throughput satellites in 5G and MIMO interference limited communications," *CSCC*. 2016.
- [17] Robert T. Schwarz, and Andreas Knopp, "MIMO Capacity of Co-Located Satellites in Longitude Separation," 978-1-5386-8088-9/19/©2019 IEEE.
- [18] Shree Krishna Sharma, Symeon Chatzinotas and Pantelis-Daniel Arapoglou, "Satellite Communications in the 5G Era," © The Institution of Engineering and Technology 2018.
- [19] M. Sellathurai, P. Guinand, and J. Lodge, "Space-time coding in mobile satellite communications using dual-polarized channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 2, Jan. 2006.
- [20] C. Oestges, B. Clerckx, M. Guillaud, and M. Debbah, "Dual-polarized wireless communications: from propagation models to system performance evaluation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 10, pp.4019-4031, Oct. 2008.
- [21] N. Zorba, M. Realp, M.A. Lagunas, A.I. Perez-Neira, "Dual polarization for MIMO processing in multibeam satellite systems," in *10th Int. Work. Signal. Process. Space Commun.*, SPSC 2008, Oct. 2008
- [22] P.R. King, S. Stavrou, "Characteristics of the land mobile satellite MIMO channel," in *64th Veh. Technol. Conf.*, VTC 2006, 25-28 Sept., 2006.
- [23] P.R. King, S. Stavrou, "Capacity improvement for a land mobile single satellite MIMO system," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.5, pp. 98-100, 2006.
- [24] Pantelis-Daniel Arapoglou, et.al., "MIMO over Satellite: A review," *IEEE Communication surveys and tutorials*, vol 13., no. 2, 2022.

DUAL-POLARIZED MIMO TECHNIQUE FOR LAND MOBILE SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

Abstract: This paper proposes a new approach in increasing the capacity of low earth orbit (LEO) land mobile satellite communication systems (LMS) by applying dual-polarized MIMO technique. The factors of the propagation channel from satellites to moving user terminals are carefully analyzed for deploying dual-polarized MIMO including polarization correlation, line of sight shadowing, cross-polar discrimination (XPD) of antennas, cross-polar coupling of environments, elevation angle, user environments and Doppler frequency shift. The dual-polarized MIMO LMS shows significant improvement in capacity in every propagation environment comparing to SISO.

Keywords: SatCom, LMS, MIMO, dual polarization



Nguyễn Việt Minh, Nhận học vị Tiến sĩ 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