

# NGHIÊN CỨU MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN CHO HỆ THỐNG SỬ DỤNG BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH

## ON THE CHANNEL MODEL FOR THE INTELLIGENT REFLECTING SURFACE-BASED SYSTEM

Lê Việt Trí, Lê Thị Phương Mai\*

*Trường Đại học Bách khoa – Đại học Đà Nẵng, Đà Nẵng, Việt Nam<sup>1</sup>*

\*Tác giả liên hệ / Corresponding author: lpm@dut.udn.vn

(Nhận bài / Received: 11/7/2023; Sửa bài / Revised: 12/8/2023; Chấp nhận đăng / Accepted: 19/9/2023)

**Tóm tắt** - Bề mặt phản xạ thông minh (IRS) là công nghệ tiềm năng được phát triển dựa trên công nghệ mảng ăng-ten. IRS được xem là thành phần không thể thiếu cho thế hệ mạng 5G và 6G với khả năng giúp việc kiểm soát môi trường lan truyền giữa máy phát và máy thu trở nên khả thi hơn. Dựa vào đặc tính tán xạ đẳng hướng của môi trường, các công trình khoa học khi nghiên cứu cơ sở lý thuyết về công nghệ mảng ăng-ten thường sử dụng mô hình pha-đỉnh Rayleigh phân phối độc lập và giống nhau (i.i.d). Và điều này cũng được ứng dụng khi nghiên cứu đặc tính kênh truyền cho mảng ăng-ten phẳng như IRS. Tuy nhiên, kết quả nghiên cứu của bài báo này sẽ cho thấy rằng việc sử dụng mô hình như trên sẽ không khả thi về mặt thực tế đối với IRS; và từ đó tìm hiểu và phân tích một mô hình pha-đỉnh Rayleigh khả thi đối với IRS thông qua việc khảo sát các thuộc tính cơ bản như thứ hạng của ma trận tương quan không gian và hiện tượng channel hardening.

**Từ khóa** - Bề mặt phản xạ thông minh (IRS); mô hình hoá kênh; tán xạ đẳng hướng; ma trận tương quan không gian; channel hardening.

### 1. Giới thiệu chung

Thông thường, môi trường không dây được coi là một thực thể thay đổi ngẫu nhiên không được kiểm soát làm giảm chất lượng tín hiệu do phản xạ, khúc xạ và nhiễu giao thoa không mong muốn. Mặc dù rất nhiều kỹ thuật lớp vật lý như sơ đồ điều chế/giải điều chế và tiền mã hóa/giải mã tiên tiến đã được phát triển tại các điểm cuối của các liên kết truyền thông để bù đắp cho những tác động tiêu cực này, nhưng không thể phủ nhận rằng hiện tại tốc độ dữ liệu và độ tin cậy của hiệu suất đã đạt đến một mức độ bão hòa nhất định. Dự kiến để đạt được mức tăng hiệu suất rất lớn thì việc xem xét môi trường không dây như là một yếu tố bổ sung để tối ưu hoá. Điều này có thể thực hiện bằng cách khai thác ý tưởng mới về công nghệ mảng ăng-ten với bề mặt phản xạ thông minh IRS (Intelligent Reflective Surface) [1].

IRS là một bề mặt phẳng bao gồm một số lượng lớn các phần tử phản xạ gần như thụ động và chi phí thấp, mỗi phần tử trong số đó có thể tạo ra sự dịch pha/biên độ độc lập đối với các tín hiệu điện từ tác động vào nó theo cách được tùy chỉnh hoàn toàn [2]. Tính năng này có thể được sử dụng để cải thiện chất lượng kênh truyền vô tuyến giữa máy phát và máy thu; ví dụ, để tăng cường công suất tín hiệu nhận được tại các vị trí mong muốn [3]. Kích thước nhỏ làm cho mỗi phần tử hoạt động như một bộ tán xạ gần như đẳng hướng và IRS gắn một kiểu trở pha cho các phần tử để tạo ra giao

**Abstract** - The Intelligent Reflecting Surface (IRS) is a potential technology developed based on antenna array technology. IRS is considered an indispensable component for the 5G and 6G network generations, as it enhances the feasibility of controlling the propagation environment between transmitters and receivers. In the research of antenna array technology, related works often consider the isotropic scattering property of the environment, using the independent and identically distributed (i.i.d) Rayleigh fading model. This approach is also applied when studying channel characteristics for antenna arrays such as IRS. However, this paper's research findings demonstrate that utilizing the aforementioned model is impractical for IRS in real-world scenarios. Therefore, an investigation and analysis of a feasible Rayleigh fading model for IRS are conducted, focusing on examining fundamental properties such as the rank of the spatial correlation matrix and the phenomenon of channel hardening.

**Key words** - Intelligent Reflecting Surface (IRS); channel modeling; isotropic scattering; spatial correlation matrix; channel hardening.

thoa mang tính xây dựng và triệt tiêu tín hiệu [4]. Bởi vì sở hữu những ưu điểm như vậy, IRS có thể được sử dụng để mở rộng vùng phủ sóng, cải thiện thứ hạng kênh, giảm thiểu nhiễu, nâng cao độ tin cậy cũng như cải thiện độ chính xác tại các vị trí. Không giống như các kỹ thuật chuyển tiếp thông thường, IRS không có chuỗi cao tần RF (radio frequency) và bộ khuếch đại, do đó giảm đáng kể mức tiêu thụ điện năng và chi phí phần cứng. Hơn nữa, do tính chất gần như thụ động của chúng, IRS có thể được chế tạo với cấu hình thấp, trọng lượng nhẹ và độ dày hạn chế, cho phép chúng dễ dàng xếp lớp trên các bề mặt cố sẵn trong môi trường, bao gồm mặt tiền tòa nhà, trần nhà, đèn đường, v.v

Một thực tế phổ biến là khi xem xét các công nghệ mới, người ta thường giả sử rằng mô hình kênh truyền của các công nghệ này tuân theo mô hình kênh pha-đỉnh Rayleigh độc lập và có phân phối đồng nhất i.i.d. (independent and identically distributed) [5]. Ví dụ, các phân tích lý thuyết cơ bản của hệ thống đa đầu vào-đa đầu ra khối lượng lớn Massive MIMO (multiple input multiple output) lần đầu tiên được thiết lập thông qua việc sử dụng mô hình này [6] và sau đó được mở rộng sang các kênh tương quan theo không gian [7]. Tuy nhiên, công trình [8] đã chứng minh rằng gần như không có sự xuất hiện của kênh truyền pha-đỉnh Rayleigh i.i.d khi sử dụng mảng phẳng ăng-ten nói chung và IRS nói riêng.

<sup>1</sup> The University of Danang - University of Science and Technology, Danang, Vietnam (Le Viet Tri, Le Thi Phuong Mai)

Với môi trường kênh truyền khác biệt của IRS, so với các công nghệ phổ biến khác, việc nghiên cứu và phân tích đặc tính kênh truyền của IRS là vô cùng cần thiết, đặc biệt là đối với nguồn tài liệu tham khảo chuyên ngành tiếng Việt. Cụ thể, trong bài báo này chỉ ra rằng, sự phân bố pha-đỉnh i.i.d không xuất hiện trong thực tế khi sử dụng IRS trong môi trường tán xạ đẳng hướng giống như đã áp dụng với các công nghệ phổ biến. Do vậy, khi nghiên cứu hiệu năng của hệ thống mạng không dây tương lai sử dụng công nghệ IRS, việc sử dụng kênh truyền áp dụng mô hình pha-đỉnh Rayleigh i.i.d có thể cho kết quả sai lệch so với thực tế. Ngoài ra, bài báo cũng phân tích một mô hình mới, phù hợp với mô hình kênh truyền thực tế của IRS, cùng với các thuộc tính cơ bản của mô hình này.

## 2. Mô hình kênh truyền của hệ thống IRS

### 2.1. Mô hình kênh truyền SISO

Trước tiên, nhóm tác giả xem xét một mô hình kênh truyền đơn giản SISO (single-input single-output) giữa máy phát với một ăng-ten đơn và máy thu với một ăng-ten đơn trong môi trường tán xạ đẳng hướng. Kênh truyền trực tiếp giữa máy phát và máy thu  $h_{sd} \in \mathbb{C}$  vì vậy có phân phối Rayleigh  $h_{sd} \in \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \beta_{sd})$ , trong đó phương sai  $\beta_{sd}$  là độ lợi kênh truyền. Tín hiệu nhận được tại máy thu có thể viết dưới dạng

$$y = h_{sd}\sqrt{p}s + n, \quad (1)$$

Trong đó,  $s$  là tín hiệu thông tin hữu ích,  $p$  là công suất phát được xác định bởi  $p = \mathbb{E}\{|s|^2\}$ , với  $\mathbb{E}\{|x|\}$  ký hiệu cho kỳ vọng toán học của  $x$ . Thành phần  $n \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma^2)$  là nhiễu tại máy thu, với  $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(\mu, \sigma^2)$  ký hiệu cho phân phối phức Gaussian với trung bình là  $\mu$  và phương sai là  $\sigma^2$ .

### 2.2. Mô hình kênh truyền có sự hỗ trợ của IRS

Trong thiết lập này, mô hình có sự hỗ trợ của một IRS với  $N$  phần tử tán xạ được biểu thị như Hình 1(a), với kênh truyền từ máy phát đến IRS ký hiệu là  $\mathbf{h}_{sr} \in \mathbb{C}^N$ , với  $\mathbf{h}_{sr} = [h_{1,1}, \dots, h_{1,N}]^T$ . Kênh truyền giữa IRS và máy thu ký hiệu là  $\mathbf{h}_{rd} \in \mathbb{C}^N$ , với  $\mathbf{h}_{rd} = [h_{2,2}, \dots, h_{2,N}]^T$ . Tín hiệu nhận được tại máy thu có dạng:

$$y = (\mathbf{h}_{rd}^T \Phi \mathbf{h}_{sr} + h_{sd})\sqrt{p}s + n \quad (2)$$

Trong đó,  $p$ ,  $s$  và  $n$  được định nghĩa trong trường hợp SISO, Cấu hình các phần tử phản xạ của IRS được xác định bởi ma trận đường chéo  $\Phi = \text{diag}(e^{-j\phi_1}, \dots, e^{-j\phi_N})$  với  $\phi_i$  là pha của mỗi phần tử  $i \in \{1, \dots, N\}$ . Lưu ý rằng, mỗi phần tử IRS có kích thước nhỏ hơn bước sóng, do đó tín hiệu tán xạ tới IRS với độ lợi gần như không đổi theo mọi hướng [4].

Một bề mặt IRS phổ biến thường được cấu tạo bởi  $N = N_H N_V$  phần tử được triển khai trên lưới hình chữ nhật, với  $N_H$  phần tử trên mỗi hàng và  $N_V$  phần tử trên mỗi cột. Mô hình này được biểu diễn trong không gian ba chiều (3D), với  $\varphi$  là góc phương vị và  $\theta$  là góc nâng như minh họa trong Hình 1 (b). Do IRS được triển khai trong môi trường tán xạ đẳng hướng nên các thành phần đa đường được phân bố đồng đều trên nửa không gian phía trước nó, được đặc trưng bởi hàm mật độ xác suất (probability density function - PDF) có dạng [7]:

$$f(\varphi, \theta) = \frac{\cos(\theta)}{2\pi}, \varphi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right], \theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \quad (3)$$

Giả sử mỗi phần tử có kích thước  $d_H \times d_V$ , trong đó  $d_H$  là độ rộng ngang và  $d_V$  là chiều cao thẳng đứng của từng phần tử thì diện tích của một phần tử được xác định là  $A = d_H d_V$ . Các phần tử được triển khai cách đều nhau nên tổng diện tích là  $NA$ . Các phần tử được đánh số theo hàng từ 1 tới  $N$  nên tọa độ của phần tử thứ  $n \in [1, N]$  đối với góc tọa độ trong Hình 1(b) là

$$\mathbf{u}_n = [0, i(n)d_H, j(n)d_V]^T \quad (4)$$

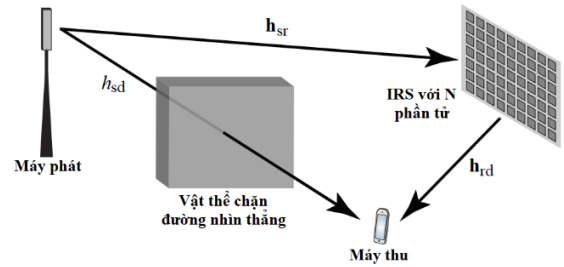
Trong đó,  $i(n) = \text{mod}(n-1, N_H)$  và  $j(n) = \lfloor (n-1)/N_H \rfloor$  là các chỉ số ngang và dọc của phần tử  $n$  trên lưới hai chiều với  $\text{mod}(x, y)$  là phép chia lấy phần dư còn lại của phép toán  $x$  chia cho  $y$  và  $\lfloor \cdot \rfloor$  là toán tử làm tròn và lấy phần nguyên nhỏ hơn [7].

Giả sử có một sóng phẳng có bước sóng  $\lambda$  tác động lên IRS từ góc phương vị  $\varphi$  và góc nâng  $\theta$  thì vector đáp ứng mảng (steering vector) có thể được biểu diễn như sau [7]

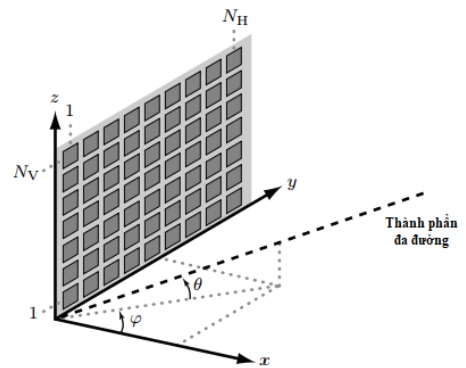
$$\mathbf{a}(\varphi, \theta) = [e^{jk(\varphi, \theta)^T \mathbf{u}_1}, \dots, e^{jk(\varphi, \theta)^T \mathbf{u}_N}]^T \quad (5)$$

Trong đó,  $\mathbf{k}(\varphi, \theta) \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$  là vector sóng có dạng

$$\mathbf{k}(\varphi, \theta) = \frac{2\pi}{\lambda} [\cos(\theta) \cos(\varphi), \cos(\theta) \sin(\varphi), \sin(\theta)]^T \quad (6)$$



(a) Đường truyền có sự hỗ trợ của IRS



(b) Mô hình 3D của IRS gồm  $N_H$  phần tử mỗi hàng và  $N_V$  phần tử mỗi cột

Hình 1. Thiết lập mô hình khi có sự hỗ trợ của IRS

## 3. Mô hình kênh pha-đỉnh Rayleigh đối với IRS

Môi trường tán xạ đẳng hướng được đặc trưng bởi pha-đỉnh Rayleigh, và được gọi là pha-đỉnh Rayleigh i.i.d nếu ma trận tương quan của kênh truyền là ma trận đơn vị [5]. Trong phần này chỉ ra rằng, kênh truyền của hệ thống sử dụng IRS vẫn tuân theo hiện tượng pha-đỉnh Rayleigh nhưng không thể áp dụng mô hình pha-đỉnh Rayleigh i.i.d bằng việc chứng minh rằng ma trận tương quan kênh truyền của IRS không phải là ma trận đơn vị. Từ đó, giới thiệu mô hình kênh truyền pha-đỉnh Rayleigh mới với đặc trưng của ma trận tương quan kênh truyền.

### 3.1. Đặc trưng ma trận tương quan không gian của kênh truyền cho hệ thống sử dụng IRS

Giả sử vị trí của máy phát và máy thu là đủ cách xa nhau để các kênh của chúng được phân phối độc lập thì việc phân tích  $\mathbf{h}_{sr}$  sẽ cho kết quả tương tự đối với kênh truyền  $\mathbf{h}_{rd}$ . Trong môi trường tán xạ đẳng hướng với vô số thành phần đa đường, kênh truyền  $\mathbf{h}_{sr}$  giữa máy phát và IRS với  $L$  sóng tới có dạng:

$$\mathbf{h}_{sr} = \sum_{l=1}^L \frac{c_l}{\sqrt{L}} \mathbf{a}(\varphi_l, \theta_l), \quad (7)$$

Trong đó,  $\frac{c_l}{\sqrt{L}} \in \mathbb{C}$  là độ suy hao tín hiệu phức của thành phần thứ  $l$ ,  $\varphi_l$  là góc tới phương vị và  $\theta_l$  là góc tới ngẩng. Độ suy hao  $c_1, \dots, c_L$  được xem là các biến i.i.d với giá trị trung bình bằng không và phương sai  $A\mu_{sr}$ , với  $A = d_H d_V$  là diện tích của một phần tử IRS và  $\mu_{sr}$  là trung bình suy hao cường độ và  $\mathbf{a}(\varphi, \theta)$  xác định như trong (5).

Giả sử  $L \rightarrow \infty$ , áp dụng định lý giới hạn trung tâm, kênh truyền  $\mathbf{h}_{sr}$  trong (7) về mặt có phân phối chuẩn phức với:

$$\mathbf{h}_{sr} \rightarrow \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, A\mu_1 \mathbf{R}), \quad (8)$$

với  $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N \times N}$  là ma trận tương quan không gian được chuẩn hóa và có thể tính như sau:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{A\mu_1} \mathbb{E} \{ \mathbf{h}_{sr} \mathbf{h}_{sr}^H \} = \mathbb{E} \{ \mathbf{a}(\varphi, \theta) \mathbf{a}(\varphi, \theta)^H \}. \quad (9)$$

Từ (5), phần tử thứ  $(n, m)$  của ma trận tương quan không gian  $\mathbf{R}$  có thể được mở rộng như sau:

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}]_{n,m} &= \mathbb{E} \{ e^{j\mathbf{k}(\varphi, \theta)^T (\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m)} \} \\ &= \mathbb{E} \{ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} ((i(n)-i(m))d_H \cos(\theta) \sin(\varphi) + (j(n)-j(m))d_V \sin(\theta))} \} \end{aligned} \quad (10)$$

Chúng ta xem xét vị trí phần tử IRS thứ  $n$  và  $m$  nằm trên cùng một hàng nằm trục  $x$ , sao cho  $i(n) = i(m)$  và  $(j(n) - j(m))d_V = \|\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m\|$ . Áp dụng biểu thức Euler, (10) có thể đơn giản hóa thành:

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}]_{n,m} &= \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m\| \sin(\theta)} f(\varphi, \theta) d\theta d\varphi \\ &= \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m\| \sin(\theta) \frac{\cos(\theta)}{2}} d\theta \\ &= \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m\|\right)}{\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m\|} = \text{sinc}\left(\frac{2\|\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m\|}{\lambda}\right). \end{aligned} \quad (11)$$

Trong đó, hàm  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$  cho giá trị bằng nhau và bằng 0 với tất cả giá trị  $x$  nguyên ( $x \in \mathbb{N}$ ), cho giá trị bằng 1 khi  $x \rightarrow 0$  [9]:

$$\lim_{x \rightarrow 0} \text{sinc}(\pi x) = 1. \quad (12)$$

#### Nhận xét 1.

Từ (11) có thể thấy rằng ma trận tương quan của kênh truyền xác định từ tương quan không gian giữa các phần tử của IRS, và thành phần thứ  $(n, m)$  được xác định thông qua hàm  $\text{sinc}(2d/\lambda)$ , với khoảng cách  $d = \|\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_m\|$  và hàm  $\text{sinc}$  bằng 0 khi đối số là một số nguyên khác 0. Do đó, hiện tượng pha-đỉnh tại hai điểm khác nhau được coi là không tương quan (non-correlated) khi và chỉ khi  $d$  là một bội số nguyên của  $\lambda/2$ , ví dụ  $d = \lambda/2, \lambda, 3\lambda/2, \dots$ . Hiện tượng pha-đỉnh không tương quan dẫn đến kênh truyền pha-đỉnh độc lập. Vì vậy, dải anten tuyến tính đồng nhất như ULA (uniform linear array) trong môi trường tán xạ đẳng hướng (thường sử dụng trong hệ thống massive

MIMO) với khoảng cách giữa các ăng-ten liền kề thường được thiết kế là  $\lambda/2$  sẽ tồn tại hiện tượng pha-đỉnh không tương quan. Điều này dẫn đến việc áp dụng mô hình pha-đỉnh Rayleigh i.i.d cho kênh truyền của ULA là hoàn toàn phù hợp thực tế [8]. Trong khi đó, IRS khác với ULA vì IRS là mảng phẳng (planar array), được tạo thành từ nhiều ULA xếp theo hàng hoặc theo cột nên khoảng cách giữa các phần tử dọc theo đường chéo của IRS là khác nhau và nhỏ hơn  $\lambda/2$ , dẫn đến sự tương quan giữa các phần tử. Do đó hiện tượng pha-đỉnh Rayleigh tương quan trong IRS là có thể xảy ra nhưng ta không thể sử dụng mô hình pha-đỉnh Rayleigh i.i.d để khảo sát hiệu năng hệ thống IRS, nhất là khi so sánh hai công nghệ IRS và ULA trong môi trường tán xạ đẳng hướng.

Do cùng điều kiện môi trường truyền nên kênh  $\mathbf{h}_{rd}$  từ IRS đến máy thu sẽ có phân bố tương tự như kênh  $\mathbf{h}_{sr}$ , ngoại trừ  $\mu_{rd}$  giá trị suy giảm cường độ trung bình đối với kênh  $\mathbf{h}_{rd}$  sẽ có sự khác biệt.

**Hệ quả 1.** Từ định lý giới hạn trung tâm ở (8) tới sự tương quan không gian của IRS trong môi trường tán xạ đẳng hướng ở (11), có thể rút ra rằng kênh truyền  $\mathbf{h}_{sr}, \mathbf{h}_{rd}$  là độc lập và có phân phối chuẩn phức với:

$$\mathbf{h}_i \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, A\mu_i \mathbf{R}) \text{ với } i = \{sr; rd\}, \quad (13)$$

Trong đó, ma trận tương quan không gian  $\mathbf{R}$  tại phần tử thứ  $(n, m)$  được lấy từ (11). Suy ra công suất tín hiệu trung bình tại IRS là:

$$\mathbb{E} \left\{ \|\mathbf{h}_{sr} \sqrt{ps}\|^2 \right\} = PA\mu_1 \text{tr}(\mathbf{R}) = P\mu_{sr} NA, \quad (14)$$

tỉ lệ thuận với tổng diện tích IRS ( $NA$ ), vì  $\text{tr}(\mathbf{R})$  là vết (trace) của ma trận  $\mathbf{R}$ , và  $\text{tr}(\mathbf{R}) = N$  [Lemma B.14, [7]].

Từ (13) và (14), ta thấy rằng các điều kiện truyền không phụ thuộc vào bước sóng.

### 3.2. Hạng của ma trận tương quan không gian của IRS

**Nhận xét 2:** Từ Nhận xét 1 có thể suy ra rằng bất kỳ mảng IRS nào được bố trí dạng lưới hình chữ nhật đều xuất hiện pha-đỉnh tương quan về mặt không gian nếu  $N_H > 1$  và  $N_V > 1$ .

Tính chất này đúng với bất kỳ mảng IRS thực tế nào vì các mảng IRS thường được cấu trúc dạng bề mặt phẳng hai chiều: có thể hình chữ nhật hoặc các hình dạng bề mặt phẳng khác ngoài hình chữ nhật. Mức độ tương quan kênh truyền phụ thuộc vào cấu hình của IRS. Để định lượng mức độ tương quan không gian này thì một cách phổ biến là đánh giá sự phân bố giá trị riêng của  $\mathbf{R}$ . Cụ thể, ta có thể xem xét hạng của nó, tức là  $\text{rank}(\mathbf{R})$ . Trong trường hợp pha-đỉnh Rayleigh i.i.d và hạng là tối đa, tức là  $\text{rank}(\mathbf{R}) = N$ , thì tất cả các giá trị riêng đều bằng nhau. Tuy nhiên, trong trường hợp kênh truyền có tương quan, hạng của ma trận  $\mathbf{R}$  có thể nhỏ hơn  $N$  và các giá trị riêng này là không đồng nhất nữa.

Định nghĩa độ tự do DoF (degrees of freedom) của IRS là số các giá trị riêng khác 0 của  $\mathbf{R}$ , tức là  $\text{DoF} = \text{rank}(\mathbf{R})$  [10]. Trong một số trường hợp mảng IRS có thể có số lượng phần tử anten IRS rất lớn ( $N \rightarrow \infty$ ), ví dụ như hệ thống mmWave hay THz, được tích hợp trong một diện tích bề mặt phẳng rất nhỏ ( $A \rightarrow 0$ ) sao cho  $NA \rightarrow \infty$  thì IRS trở thành một mặt phẳng điện từ dạng hình chữ nhật lớn vô

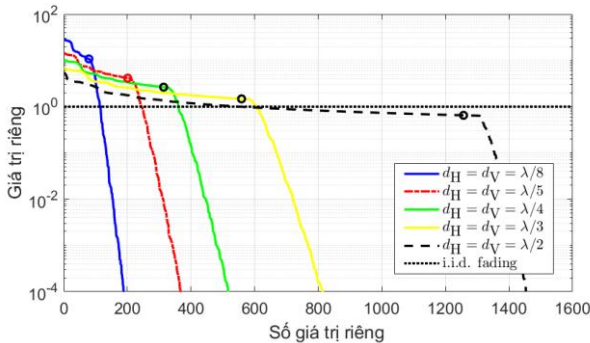
hạn. Trong trường hợp này, công trình [11] đã chứng minh rằng độ tự do trên mỗi mét vuông (DoF/  $m^2$ ) của IRS trong môi trường đẳng hướng có thể đạt tiệm cận tới  $\pi/\lambda^2$ . Từ đây dẫn đến Hệ quả sau.

**Hệ quả 2.** Khi  $N \rightarrow \infty$  và  $A \rightarrow 0$  sao cho  $NA \rightarrow \infty$  thì [11]:

$$\frac{\text{rank}(\mathbf{R})}{\pi NA / \lambda^2} \rightarrow 1. \quad (16)$$

Điều này nghĩa là nếu mảng IRS đủ lớn với mật độ phần tử dày đặc thì  $\pi NA/\lambda^2$  giá trị riêng lớn nhất cộng dồn lại sẽ xấp xỉ bằng  $\text{tr}(\mathbf{R})$ , tức là bằng tổng của tất cả các giá trị riêng của  $\mathbf{R}$ . Để kiểm chứng điều này này, ta khảo sát giá trị riêng của  $\mathbf{R}$  cho mảng vuông IRS có  $N = 1600$  phần tử ( $N_H = N_V = 80$ ) như Hình 2. Cụ thể, các giá trị riêng của  $\mathbf{R}$  được sắp xếp theo thứ tự giảm dần, xét cho các trường hợp:  $d_H = d_V \in \{\lambda/8; \lambda/5; \lambda/4; \lambda/3; \lambda/2\}$  với  $A = d^2$ . Từ (16), ta kỳ vọng rằng  $\text{rank}(\mathbf{R})$  xấp xỉ với  $\pi N(d/\lambda)^2$  giá trị riêng. Trên Hình 2,  $\pi N(d/\lambda)^2$  giá trị riêng được đánh dấu bởi các hình tròn nhỏ trên mỗi đường cong cho từng trường hợp  $d_H = d_V$ . Từ hình vẽ ta thấy  $\pi N(d/\lambda)^2$  giá trị riêng đầu tiên lớn nhưng khác nhau. Sau đó các giá trị này nhanh chóng tiến dần về 0, quá trình sẽ càng nhanh nếu kích thước phần tử IRS càng nhỏ. Hiện tượng này được gọi là hiện tượng đa cộng tuyến (multicollinearity) hay tương quan cao.

Trường hợp pha-đỉnh Rayleigh i.i.d cũng được thể hiện với nét chấm đứt trong Hình 2 nhằm đối chiếu và tham khảo. Có thể thấy rằng trong các trường hợp thì  $d_H = d_V = \lambda/2$  là trường hợp gần nhất với mô hình pha-đỉnh Rayleigh i.i.d, nhưng vẫn có sự khác biệt lớn: 25% giá trị riêng lớn hơn một, trong khi 20% giá trị riêng nhỏ hơn nhiều so với một.



**Hình 2.** Giá trị riêng của  $\mathbf{R}$  sắp xếp theo thứ tự giảm dần với  $N = 1600$  và  $d_H = d_V = d \in \{\lambda/8, \lambda/5, \lambda/4, \lambda/3, \lambda/2\}$

Theo [4, 12], công nghệ IRS phần lớn được thiết kế với các phần tử có các kích thước như  $d \in \{\lambda/8; \lambda/5; \lambda/4; \lambda/3; \lambda/2\}$ , nên ta có thể dự đoán rằng tương quan không gian sẽ khác xa so với pha-đỉnh i.i.d.

**Nhận xét 3.** Từ Nhận xét 2 và Hình 2 chỉ ra rằng các vector riêng mà liên kết với  $\pi NA/\lambda^2$  giá trị riêng lớn nhất của  $\mathbf{R}$ , được xem là tỉ trọng chính cho giá trị riêng của  $\mathbf{R}$ , sẽ tạo thành không gian riêng bao phủ tất cả các trường hợp kênh truyền xảy ra. Đây có thể xem là một tính chất hữu ích cho quá trình ước lượng kênh. Cụ thể, thông thường ta không thể biết được chính xác giá trị của kênh truyền tại mỗi thời điểm, nhưng có thể biết được tính chất thống kê của kênh truyền thông qua ma trận  $\mathbf{R}$ . Dựa tính chất trên, chỉ cần truyền xấp xỉ  $\pi NA/\lambda^2$  tín hiệu pilot để ước lượng  $\mathbf{h}_{SR}$ , từ đó nâng cao được hiệu suất năng lượng hệ thống.

## 4. Hiện tượng channel hardening với kênh truyền IRS

### 4.1. Khái niệm channel hardening

Kênh truyền pha-đỉnh thường có tác động tiêu cực đến hiệu năng hệ thống do sự biến thiên về tỷ lệ công suất tín hiệu trên nhiễu (SNR) mà nó tạo ra. Các kênh MIMO thường cung cấp phân tập không gian để có thể làm giảm ảnh hưởng của sự biến thiên này. Trong hệ thống MIMO, các kênh pha-đỉnh Rayleigh i.i.d tạo ra hiện tượng gọi là channel hardening (“làm cứng kênh truyền”), trong đó giá trị SNR về mặt trung bình sẽ tiến tới giá trị ổn định khi số lượng ăng-ten tăng lên [13]. Đối với hệ thống IRS, mô hình Rayleigh i.i.d không còn phù hợp nữa, vì vậy khái niệm channel hardening được phân tích như dưới đây [14].

Công trình [4] đã chứng minh rằng với cấu hình pha tối ưu  $\phi_n = \arg([\mathbf{h}_{SR}]_n [\mathbf{h}_{rd}]_n) - \arg(h_{sd})$  thì giá trị SNR tức thời của hệ thống được tính như sau:

$$\text{SNR}_{\mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{rd}, h_{sd}} = \frac{P}{\sigma^2} (\sum_{n=1}^N |[\mathbf{h}_{SR}]_n [\mathbf{h}_{rd}]_n| + |h_{sd}|)^2. \quad (17)$$

Giá trị SNR tức thời này đóng vai trò chính trong việc xác định hiệu năng hệ thống trong các trường hợp pha-đỉnh nhanh, trong đó tốc độ kênh truyền ergodic được xác định là  $\mathbb{E}\{\log_2(1 + \text{SNR}_{\mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{rd}, h_{sd}})\}$ , với  $\mathbb{E}\{x\}$  là kỳ vọng toán học của  $x$ .

### Định nghĩa channel hardening của kênh truyền IRS:

Trong hệ thống truyền thông IRS, hiện tượng channel hardening có thể đạt được một cách tiệm cận nếu [14]

$$\frac{\text{SNR}_{\mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{rd}, h_{sd}}}{N^2} \rightarrow \text{hằng khi } N \rightarrow \infty \quad (18)$$

Về mặt thực tế, điều này có nghĩa là kênh truyền IRS đạt được channel hardening nếu giá trị  $\text{SNR}_{\mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{rd}, h_{sd}}$  ngẫu nhiên xấp xỉ bằng  $N^2$  lần một hằng số xác định khi  $N$  rất lớn. Quy luật bậc hai này làm cho kênh truyền IRS trở nên rất khác biệt so với Massive MIMO và được gọi là “quy luật bình phương” (“square law”) [3]. Phần tiếp theo sẽ phân tích sự xuất hiện của channel hardening trong mô hình pha-đỉnh của hệ thống IRS.

### 4.2. Đánh giá ảnh hưởng của môi trường kênh truyền IRS đến sự biến thiên SNR của hệ thống

Theo [Lemma B.12, [7]] và [14], điều kiện hội tụ theo xác suất của chuỗi biến ngẫu nhiên như sau:

Giả sử  $\{X_n\}$  là một chuỗi các biến ngẫu nhiên có trung bình là  $A$ , phương sai bị chặn và hiệp phương sai  $\text{Cov}\{X_i, X_j\} \rightarrow 0$  khi  $|i - j| \rightarrow \infty$ , thì tổng sau hội tụ theo xác suất đến giá trị trung bình  $A$ , nghĩa là:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_n \rightarrow A. \quad (19)$$

Từ Hệ quả 1, ta có  $|[\mathbf{h}_{SR}]_n| \sim \text{Rayleigh}(\sqrt{A\mu_{SR}/2})$  và  $|[\mathbf{h}_{rd}]_n| \sim \text{Rayleigh}(\sqrt{A\mu_{rd}/2})$ . Do hai kênh truyền  $\mathbf{h}_{SR}$  và  $\mathbf{h}_{rd}$  là độc lập với nhau dẫn đến  $\mathbb{E}\{|[\mathbf{h}_{SR}]_n [\mathbf{h}_{rd}]_n|\} = A\pi\sqrt{\mu_{SR}\mu_{rd}}/4$ . Từ (11) ta cũng có là hiệp phương sai giữa  $[\mathbf{h}_{SR}]_n$  và  $[\mathbf{h}_{SR}]_m$  tiến tới 0 khi  $|n - m| \rightarrow \infty$ , do đó áp dụng (19) ta có:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |[\mathbf{h}_{rd}]_n [\mathbf{h}_{SR}]_n| \rightarrow \frac{A\pi\sqrt{\mu_{SR}\mu_{rd}}}{4}. \quad (20)$$

Với sự xuất hiện kênh  $h_{sd}$  thì (20) trở thành

$$\begin{aligned} & \frac{1}{N^2} (\sum_{n=1}^N |[\mathbf{h}_{rd}]_n [\mathbf{h}_{sr}]_n| + |h_{sd}|)^2 \\ &= \left( \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |[\mathbf{h}_{rd}]_n [\mathbf{h}_{sr}]_n| + \frac{1}{N} |h_{sd}| \right)^2 \rightarrow \left( \frac{A\pi\sqrt{\mu_{sr}\mu_{rd}}}{4} \right)^2. \end{aligned} \quad (21)$$

Biểu thức (21) xảy ra vì  $|h_{sd}|/N \rightarrow 0$ . Rõ ràng (21) tương đương với (20).

**Hệ quả 3.** Trong môi trường tán xạ đẳng hướng với  $\mathbf{h}_{sr}$  và  $\mathbf{h}_{rd}$  độc lập và phân bố như trong **Hệ quả 1**,

$$\frac{(\sum_{n=1}^N |[\mathbf{h}_{rd}]_n [\mathbf{h}_{sr}]_n| + |h_{sd}|)^2}{N^2} \rightarrow A^2 \mu_{sr} \mu_{rd} \frac{\pi^2}{16} \text{ khi } N \rightarrow \infty \quad (22)$$

Hệ quả 3 còn cho thấy rằng SNR tức thời trong môi trường tán xạ đẳng hướng có thể được tính gần đúng bằng một biểu thức xác định như sau

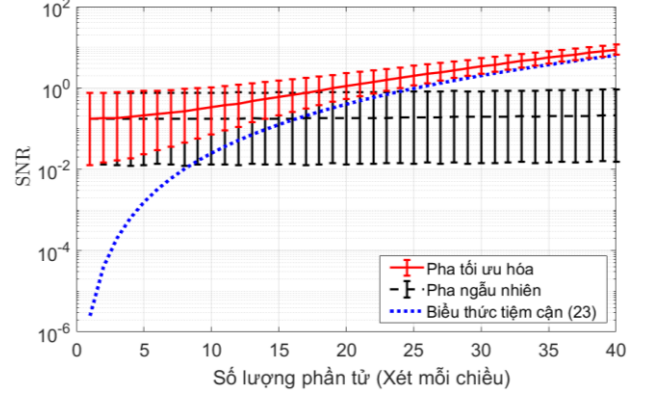
$$\text{SNR}_{\mathbf{h}_{sr}, \mathbf{h}_{rd}, h_{sd}} \approx \frac{P}{\sigma^2} \mu_{sr} \mu_{rd} \left( \frac{\pi}{4} AN \right)^2, \quad (23)$$

khi diện tích IRS đủ lớn và dày đặc. Biểu thức (23) này trùng khớp với kết quả trong [Mệnh đề 2, [15]] với giả sử kênh pha-đỉnh Rayleigh i.i.d và không có đường truyền trực tiếp LoS (Light-of-sight). Đó là vì công suất thu trung bình là bằng nhau, tuy nhiên sự hội tụ thì khác nhau: tương quan không gian giữa  $[\mathbf{h}_{sr}]_n$  và  $[\mathbf{h}_{sr}]_m$  trong mô hình pha-đỉnh Rayleigh của Hệ quả 1 tiến tới 0 khi  $|n - m|$  tăng lên và đường LoS sẽ biến mất vì nó độc lập với  $N$ . Mặc dù (23) không phụ thuộc vào cường độ của đường LoS, biểu thị bởi  $\beta_{sd}$ , nhưng thành phần này sẽ xác định có bao nhiêu phần tử cần thiết trước khi có thể áp dụng phép tính gần đúng như ở (23). Điều này là do đường truyền thông qua IRS phải mạnh hơn nhiều so với đường LoS từ máy phát đến máy thu.

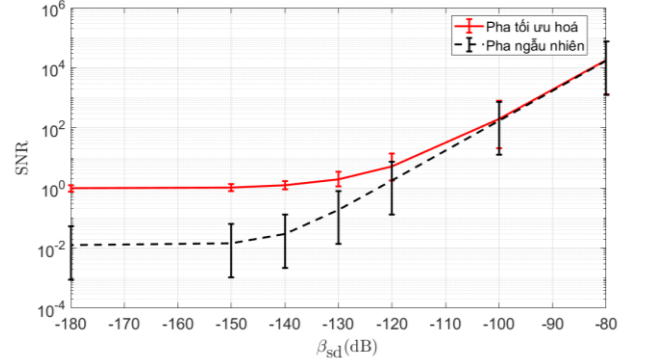
Để kiểm chứng tính chất này, bài báo xem xét một cấu hình mảng vuông IRS với  $N_H = N_V = A\mu_{sr} = A\mu_{rd} = -75 \text{ dB}$ ,  $d_H = d_V = \lambda/5$  và  $P/\sigma^2 = 124 \text{ dB}$  (tương ứng với việc truyền 1 W trên băng thông 10 MHz, với chỉ số nhiễu 10 dB). Hình 3 biểu thị sự biến thiên của SNR khi thay đổi số phần tử mỗi chiều ( $N_H = N_V \in [1; 40]$ ), giả sử có đường truyền LoS với giá trị  $\beta_{sd} = -130 \text{ dB}$ . Trong Hình 3, đường cong cho trường hợp IRS với các pha tối ưu hoá được ký hiệu nét liền màu đỏ và đường cong với các pha ngẫu nhiên được ký hiệu nét đứt màu đen. Các đường cong này hiển thị giá trị trung bình trong khi các thanh dọc trên đường cong biểu thị khoảng 90% các lần thực hiện ngẫu nhiên xuất hiện (được tính toán dựa trên 40000 thử nghiệm thông qua phương pháp mô phỏng Monte Carlo). Biểu thức tiệm cận trong (23) cũng được biểu diễn đường chấm xanh để tham khảo. Từ hình vẽ ta thấy, với trường hợp pha được tối ưu hoá, giá trị SNR cải thiện rõ rệt với  $N_H \geq 25$  với trường hợp có đường truyền LoS. Điều này là do sự xuất hiện channel hardening như trong Hệ quả 3. Ngược lại, sự biến thiên của SNR trong trường hợp cấu hình pha ngẫu nhiên của IRS vẫn lớn vì không có channel hardening. Khi có đường LoS, SNR tăng rất chậm theo  $N$ . Do đó, IRS cần đạt số lượng phần tử đủ lớn để đạt được trạng thái channel hardening cũng như phải được cấu hình đúng cách để hưởng lợi đặc tính này.

Mặt khác, để đánh giá ảnh hưởng của thành phần đường truyền trực tiếp LoS của kênh truyền IRS lên SNR của hệ thống, bài báo thực hiện mô phỏng Monte Carlo cho 2

trường hợp như trên với pha ngẫu nhiên và pha được tối ưu hoá với  $N_H = 25$ . Hình 4 cho thấy khi cường độ của đường truyền thẳng LoS là tương đối lớn, ví dụ như  $\beta_{sd} > -130 \text{ dB}$ , thì ảnh hưởng của pha tối ưu và pha ngẫu nhiên đối với SNR là gần như nhau và SNR hệ thống tăng nhanh khi ảnh hưởng của thành phần này càng tăng dần. Ngược lại, khi ảnh hưởng của LoS giảm dần, cụ thể khi  $\beta_{sd} \leq -130 \text{ dB}$  (trường hợp không có thành phần LoS, có thể xem như gần tiến tới trường hợp  $\beta_{sd} = -\infty$ ), việc tối ưu hóa pha của IRS là cần thiết để nâng cao SNR của hệ thống.



**Hình 3.** SNR của kênh truyền IRS khi thay đổi số phần tử mỗi chiều của IRS  $N_H = N_V \in [1; 40]$



**Hình 4.** SNR của kênh truyền IRS khi thay đổi cường độ của thành phần đường truyền thẳng LoS  $\beta_{sd}$  với  $N_H = 25$

## 5. Kết luận

Trong truyền thông vô tuyến có sự xuất hiện của bề mặt phản xạ thông minh (IRS), giả định môi trường tán xạ đẳng hướng vẫn và sẽ luôn xuất hiện kênh pha-đỉnh có mối tương quan không gian, vì vậy việc sử dụng pha-đỉnh Rayleigh i.i.d để phân tích IRS trong nghiên cứu [3] không còn phù hợp. Bài báo này đã phân tích các đặc tính của kênh truyền sử dụng IRS và chứng minh nhận định trên. Từ đó, bài báo cũng phân tích các đặc tính của một mô hình kênh truyền pha-đỉnh Rayleigh thực tế hơn với việc phân tích phân phối kênh truyền và đặc trưng của ma trận kênh truyền IRS như trong mục 3. Ngoài ra, khái niệm và ảnh hưởng của hiện tượng channel hardening, thường gặp trong hệ thống massive MIMO, cũng được phân tích với trường hợp IRS và ảnh hưởng của hiện tượng này đến hiệu năng của hệ thống thông qua số lượng phần tử, cường độ của thành phần đường truyền trực tiếp, cấu hình pha của IRS. Kết luận lại, IRS cần được cấu hình

tối ưu với số lượng phần tử đủ lớn cũng như tối ưu về pha để tận dụng được ưu điểm của hiện tượng channel hardening với kênh truyền cho IRS.

**Lời cảm ơn:** Nghiên cứu này được tài trợ bởi Chương trình học bổng sau tiến sĩ trong nước của Quỹ Đổi mới sáng tạo Vingroup (VINIF), mã số VINIF.2022.STS.08.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M.D Renzo *et al.* "Smart Radio Environments Empowered by AI Reconfigurable Meta-Surfaces: An Idea Whose Time Has Come", *EURASIP J Wirel. Commun. Netw.*, Vol. 1, pp. 1-20, May 2019.
- [2] P. Cunhua *et al.*, "An Overview of Signal Processing Techniques for RIS/IRS-aided Wireless Systems", *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 16, No. 5, pp. 883-917, Dec 2021.
- [3] Q. Wu and R. Zhang, "Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network", *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 58, No.1, pp. 106-112, 2020.
- [4] Ö. Özdoğan, E. Björnson and E. G. Larsson, "Intelligent Reflecting Surfaces: Physics, Propagation, and Pathloss Modeling", *IEEE Wireless Commun. Lett.*, Vol. 9, No. 5, pp. 581-585, 2020.
- [5] E. Björnson, "The end of independent Rayleigh fading", *Wireless Future: News - Commentary - Mythbusting*, 15 Oct 2020. [Online]. Available: <https://ma-mimo.ellintech.se/2020/10/15/the-end-of-independent-rayleigh-fading/>. [Accessed 15/10/2023].
- [6] N.D.N. Vien and L.T.P. Mai, "On the Robust Design for IoT-Based Wireless Information and Power Transmission Network". *The University of Danang - Journal of Science and Technology*, Vol. 20, No. 12.2, pp. 19-24, 2022.
- [7] N.D.N. Vien, L.T.P. Mai, and N.L. Hung, "On The Optimization of Weighted Sum Rate for Mimo Broadcast Channels". *The University of Danang - Journal of Science and Technology*, vol. 20, No. 6.2, pp. 44-51, 2022.
- [8] E. Björnson, "Wireless Future New-Commentary-Mythbusting", 15 October 2020. [Online]. Available: <https://ma-mimo.ellintech.se/2020/10/15/the-end-of-independent-rayleigh-fading/>. [Accessed 15/10/2023].
- [9] P. M. Woodward, and I. L. Davies, "Information theory and inverse probability in telecommunication", in *Proceedings of the IEEE - Part III: Radio and Communication Engineering*, Vol. 99, No. 58, pp. 37-44, Mar 1952.
- [10] P. Andrea, T. L. Marzetta and L. Sanguinetti, "Spatially-Stationary Model for Holographic MIMO Small-Scale Fading", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 38, No. 9, pp. 1964-1979, Nov 2019.
- [11] P. Andrea, T. L. Marzetta and L. Sanguinetti, "Degrees of freedom of holographic MIMO channels", in *2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Atlanta, GA, USA, 2020, pp. 1-5.
- [12] H. Daniel *et al.*, "Terahertz reflectarrays and nonuniform metasurfaces", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol. 23, No. 4, pp. 1-18, 2016.
- [13] H. M. Bertrand, T. L. Marzetta and V. Tarokh, "Multiple-antenna channel hardening and its implications for rate feedback and scheduling", *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 50, No. 9, pp. 1893-1909, 2004.
- [14] E. Björnson and L. Sanguinetti, "Rayleigh fading modeling and channel hardening for reconfigurable intelligent surfaces", *IEEE Wireless Communications Letters*, Vol. 10, No. 4, pp. 830-834, 2020.
- [15] Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network via Joint Active and Passive Beamforming", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 18, No. 11, pp. 5394-5409, 2019.
- [16] T. Cacoullos, *Exercises in Probability*, Problem Books in Mathematics, New York, 1989.