

Phân tích đặc tính phản xạ sóng điện từ trên bề mặt phản xạ thông minh

Văn Phú Tuấn,^a Lê Thị Anh,^b Phạm Thanh Duy^c

Tóm tắt:

Bề mặt phản xạ thông minh (Intelligent reflecting surface - IRS) với khả năng điều khiển linh hoạt hướng phản xạ cũng như dịch pha sóng điện từ (EM) được xem như một giải pháp tiềm năng để nâng cao chất lượng vô tuyến ở kỷ nguyên hậu 5G và 6G. Bài báo này tập trung phân tích đặc tính sóng EM trên bề mặt phản xạ thông minh với các cấu hình phản xạ khác nhau. Đặc biệt, ảnh hưởng của sai lệch góc giữa sóng EM thực tế và góc cấu hình tại IRS lên quá trình phản xạ cũng được nghiên cứu. Phương trình lý thuyết cho quá trình lan và tán xạ sóng được thiết lập, từ đó công thức tính cường độ tín hiệu sóng phản xạ EM trên IRS được phát triển. Các kết quả lý thuyết cho phép mô phỏng thuộc tính sóng phản xạ EM trên IRS. Kết quả mô phỏng cung cấp các thông tin hữu ích về xu hướng và đặc tính sóng phản xạ, thuận tiện cho việc thiết kế và cấu hình các hệ thống truyền thông hỗ trợ bởi IRS.

Từ khóa: *bề mặt phản xạ thông minh, lan truyền sóng, mô hình tán xạ sóng vô tuyến, phương pháp physical optic, hệ thống vô tuyến*

^a Khoa Điện - Điện Tử, Trường Đại học Đông Á, Đà Nẵng; 33 Xô Viết Nghệ Tĩnh, Hòa Cường Nam, Hải Châu, Đà Nẵng, Việt Nam. e-mail: phutuan87@gmail.com

^b Phòng Thí nghiệm trọng điểm an toàn thông tin; 03 ngõ Phan Chu Trinh, quận Hoàn Kiếm, Hà Nội, Việt Nam. e-mail: leanh41@gmail.com

^c Khoa Điện - Điện Tử, Trường Đại học Tôn Đức Thắng; 4-254, Tôn Đức Thắng, đường Bến Nghé, Quận 1, TP. Hồ Chí Minh, Việt Nam. e-mail: phamduythanh@tdtu.edu.vn

Analysis of Electromagnetic Reflection Characteristics on an Intelligent Reflecting Surface

Van Phu Tuan, Nguyen Le Anh, PhamThanh Duy

Abstract:

Intelligent reflecting surface (IRS) with its ability in flexible reflection control and signal phase-shift adjustability is considered a potential solution for enhancing wireless performance to meet the requirements of the beyond 5G and 6G networks. This paper focuses on analyzing the characteristics of reflected electromagnetic (EM) waves on the IRS for different IRS configurations. Especially, the effect of angular misalignment between the actual incident EM wave and the configured angle of the IRS on the reflection is studied. The theoretical results allow simulations for investigating the behaviour of EM waves on the IRS. The obtained numerical results provide useful information, that facilitates the design system and configuration for IRS-aided wireless communication systems.

Key words: *intelligent reflecting surface; wave propagation; scattering model; physical optic method, wireless system*

Received: 15.11.2021; Accepted: 25.3.2022; Published: 29.6.2022

Đặt vấn đề

Gần đây, những nghiên cứu về bề mặt phản xạ thông minh (IRS) để nâng cao chất lượng mạng thông tin vô tuyến đang thu hút nhiều sự chú ý. IRS được cấu tạo từ các vật liệu điện môi, điện dẫn và các phần tử tích cực, như tunable diot. Trên bề mặt IRS, nhiều cấu trúc lặp lại được thiết kế theo một quy luật xác định nhằm mục đích tạo hiệu ứng điện từ đặc biệt cho IRS, chẳng hạn như phản xạ, truyền dẫn, hấp thụ và hội tụ sóng điện từ. Với khả năng đó, IRS mở ra một hướng nghiên cứu mới gọi là môi trường vô tuyến lập trình (programmable wireless environment), trong đó tín hiệu vô tuyến hoàn toàn được điều khiển theo như ý muốn của người thiết kế. Môi trường vô tuyến lập trình được xem là giải pháp tiềm năng để đạt chất lượng tín hiệu tốt, tốc độ/băng thông cao, trễ truyền dẫn thấp và hiệu quả sử dụng phổ cao, từ đó đáp ứng các yêu cầu của mạng trong kỷ nguyên hậu 5G và 6G (Zhang và cộng sự, 2021; Wu và cộng sự, 2019).

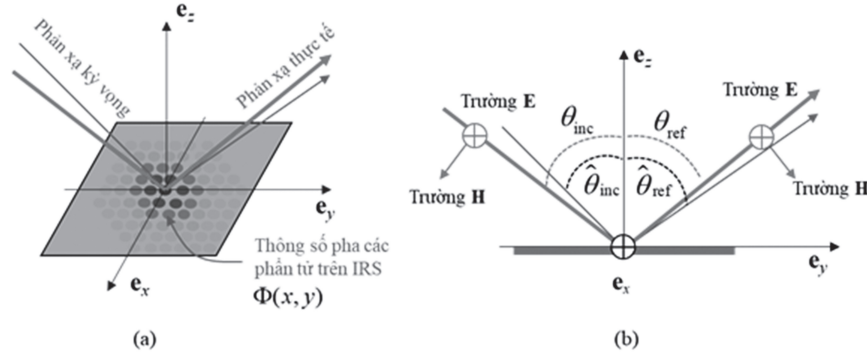
Mặc dù nhiều mô hình truyền thông có sử dụng IRS đã được nghiên cứu, chẳng hạn truyền thông hợp tác, hệ thống đa ăng-ten, hệ thống thu hoạch năng lượng vô tuyến... các nghiên cứu chỉ sử dụng các kênh truyền phổ biến, như Rayleigh (Wu và cộng sự, 2020), Nakagami-m (Hou và cộng sự, 2019), hay Rice (Chen và cộng sự, 2019), để mô tả quá trình phản xạ trên IRS mà không dựa một trên cơ sở lý thuyết nào. Vì vậy rất khó để kiểm chứng độ chính xác cũng như hiệu năng đạt được. Trong bài báo này, chúng tôi phân tích đặc trưng của sóng phản xạ trên bề mặt IRS dựa trên cơ sở lý thuyết. Chúng tôi coi sự phản xạ sóng điện từ là một mô hình tán xạ có tính hội tụ năng lượng tại một góc quan sát. Dựa trên cách tiếp cận đó, chúng tôi xây dựng mô hình tán xạ tín hiệu trên bề mặt IRS, thiết lập công thức cường độ tán xạ theo góc tán xạ cũng như các tham số của sóng tới và IRS. Các kết quả đạt được sẽ là một cơ sở lý thuyết vững chắc để xây dựng mô hình kênh truyền vô tuyến có sự hiện diện của IRS. Từ đó, các nghiên cứu về IRS sẽ có tính xác thực cao hơn và giúp cho việc thiết kế/cấu hình IRS chính xác hơn.

Đặc tính phản xạ của IRS

Trong mục này, chúng tôi khảo sát sự phản xạ sóng điện từ và thiết lập phương trình truyền sóng cho sóng phản xạ trên một IRS thụ động (IRS có thể phân thành hai loại: IRS thụ động - IRS có cấu hình pha ít thay đổi theo thời gian, và IRS tích cực - IRS có cấu hình pha thay đổi theo tần số của sóng tới. Vì vậy, IRS thụ động có hao phí năng lượng ít và giá thành sản xuất thấp hơn). IRS được khảo sát có dạng chữ nhật với kích thước $a \times b$ như trong hình 1a. Sóng tới có dạng sóng phẳng có thuộc tính sau: trường điện (trường E) song song với e_x , tạo một góc θ_{inc} với véc-tơ pháp tuyến của IRS e_z . Phương trình tổng quát của trường E và trường từ (trường H) cho sóng tới ở góc θ có dạng

$$E_{inc}(\theta) = e_x E_{inc} e^{-j\beta_{inc}(\theta) \cdot r}, \quad (1)$$

$$H_{inc}(\theta) = e_{inc}(\theta) \frac{E_{inc}}{\eta} e^{-j\beta_{inc}(\theta) \cdot r}, \quad (2)$$



Hình 1. (a) Mô hình phản trên bề mặt IRS và (b) hình chiếu bên của nó

trong đó E_{inc} là biên độ trường E_{inc} , $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ là hằng số pha, λ_0 là bước sóng, η là trở kháng đặc trưng của môi trường truyền sóng, $\mathbf{\beta}_{inc}(\theta) = \beta(\sin(\theta)\mathbf{e}_y - \cos(\theta)\mathbf{e}_z)$ là véc-tơ pha sóng tới (dùng để xác định hướng truyền sóng), \mathbf{r} là véc-tơ vị trí, và $\mathbf{e}_{inc}(\theta) = -\cos(\theta)\mathbf{e}_y - \sin(\theta)\mathbf{e}_x$ là véc-tơ trường \mathbf{H} . Trong bài báo này, chúng ta khảo sát một IRS thụ động có cấu hình pha $\Phi(x, y)$ là một hàm theo vị trí. $\Phi(x, y)$ được thiết lập để thực hiện một phản xạ REF ($\hat{\theta}_{inc}, \hat{\theta}_{ref}, \varphi_0$) với $\hat{\theta}_{inc}$ là góc tới thiết kế, $\hat{\theta}_{ref}$ góc phản xạ thiết kế và φ_0 là hiệu chỉnh dịch pha thiết kế của IRS. Tương tự, phương trình tổng quát của trường \mathbf{E} và \mathbf{H} cho sóng phản xạ ở góc θ và được dịch pha một góc φ có dạng:

$$\mathbf{E}_{ref}(\theta, \varphi) = \mathbf{e}_x E_{ref} e^{-j\mathbf{\beta}_{ref}(\theta) \cdot \mathbf{r} + j\varphi}, \quad (3)$$

$$\mathbf{H}_{ref}(\theta, \varphi) = \mathbf{e}_{ref}(\theta) \frac{E_{ref}}{\eta} e^{-j\mathbf{\beta}_{ref}(\theta) \cdot \mathbf{r} + j\varphi}, \quad (4)$$

trong đó E_{ref} là biên độ trường E_{ref} , $\mathbf{\beta}_{ref}(\theta) = \beta(\sin(\theta)\mathbf{e}_y + \cos(\theta)\mathbf{e}_z)$ là véc-tơ pha sóng phản xạ, và $\mathbf{e}_{ref}(\theta) = \cos(\theta)\mathbf{e}_y - \sin(\theta)\mathbf{e}_z$. Tại bề mặt IRS với $z = 0$, sử dụng (1,3) ta thấy để thực hiện một phản xạ REF($\hat{\theta}_{inc}, \hat{\theta}_{ref}, \varphi_0$), $\Phi(x, y)$ cần tuân theo quy tắc sau:

$$\Phi(x, y) = \frac{4E_{ref}(\hat{\theta}_{ref})|_{z=0}}{4E_{inc}(\hat{\theta}_{inc})|_{z=0}} = \beta(\sin(\hat{\theta}_{inc})x - \sin(\hat{\theta}_{ref})y + \varphi_0) \quad (5)$$

Nhận xét 1: Sự phản xạ trên IRS thụ động được xác lập thông qua cấu hình $\Phi(x, y)$. Khi $\Phi(x, y)$ tuân theo quy tắc (5), IRS có thể thực hiện phản xạ REF($\hat{\theta}_{inc}, \hat{\theta}_{ref}, \varphi_0$), $\Phi(x, y)$. Điều này có nghĩa khi sóng tới IRS có dạng $(E_{inc}(\hat{\theta}_{inc}) \mathbf{H}_{inc}(\hat{\theta}_{inc}))$, sóng phản xạ sẽ có dạng $(E_{ref}(\hat{\theta}_{ref}, \varphi_0), \mathbf{H}_{ref}(\hat{\theta}_{ref}, \varphi_0))$.

Nhận xét 1 chỉ dừng lại ở trường hợp sóng tới đúng với mong đợi của người thiết kế. Ở phần sau đây, chúng tôi khảo sát trường hợp tổng quát mà trong đó có sự sai lệch $\Delta\theta$ giữa góc tới sóng EM thực tế θ_{inc} và góc tới thiết kế $\hat{\theta}_{inc}$, đó là $\theta_{inc} = \hat{\theta}_{inc} + \Delta\theta$. Trong tình huống này, có hai vấn đề quan trọng cần làm rõ (a) IRS có thực hiện được phản xạ hoàn hảo khi có sự sai lệch này không? và (b) Đặc tính phản xạ sẽ tuân theo quy luật nào và sóng phản xạ thực tế tuân theo phương trình nào? Áp dụng (3) cho sóng tới có dạng $E_{inc}(\theta_{inc})$ và (5), phương trình trường \mathbf{E} cho sóng phản xạ tại bề mặt IRS, $z = 0$, có dạng:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\text{ref}}|_{z=0} &= \mathbf{e}_x E_{\text{ref}} \mathcal{L}(\mathbf{E}_{\text{inc}}(\theta_{\text{inc}})|_{z=0} \mathcal{L}^{-1} \Phi(x, y)) = \mathbf{e}_x E_{\text{ref}} e^{-j\beta \sin(\theta_{\text{ref}})y + j\beta\varphi_0} \\ &= \mathbf{E}_{\text{ref}}(\theta_{\text{ref}}, \varphi_0)|_{z=0}, \end{aligned} \quad (6)$$

trong đó được xác định theo quy tắc:

$$\theta_{\text{ref}} = \arcsin(\sin(\theta_{\text{inc}}) - \sin(\hat{\theta}_{\text{inc}}) + \sin(\hat{\theta}_{\text{ref}})). \quad (7)$$

Sử dụng công thức (4-3) trong (Balanis, 2012), phương trình trường \mathbf{H} cho sóng phản xạ tại $z = 0$ có dạng:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{ref}}|_{z=0} &= -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \mathbf{E}_{\text{ref}}(\theta_{\text{ref}}, \varphi_0)|_{z=0} \\ &= -\frac{E_{\text{ref}} e^{j\beta\varphi_0}}{j\omega\mu} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_x & \mathbf{e}_y & \mathbf{e}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ e^{-j\beta \sin(\theta_{\text{ref}})y} & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \frac{E_{\text{ref}}}{\eta} e^{-j\beta \sin(\theta_{\text{ref}})y + j\beta\varphi_0} \sin(\theta_{\text{ref}}) \mathbf{e}_z = \mathbf{H}_{\text{ref}}(\theta_{\text{ref}}, \varphi_0)|_{z=0}, \end{aligned} \quad (8)$$

trong đó $\eta = \frac{\omega\mu}{\beta}$ với ω là vận tốc góc của sóng và μ là độ từ thẩm. Từ (8), có thể nói rằng $\mathbf{H}_{\text{ref}}|_{z=0}$ tuân theo (4) dù có sự hiện của $\Delta\theta \neq 0$. Giá trị $\Delta\theta$ phải đảm bảo tính hợp lệ trong phương trình (7); ngược lại, không thể thu được (8). Thường với các $\Delta\theta$ đủ nhỏ, (7,8) luôn hợp lệ.

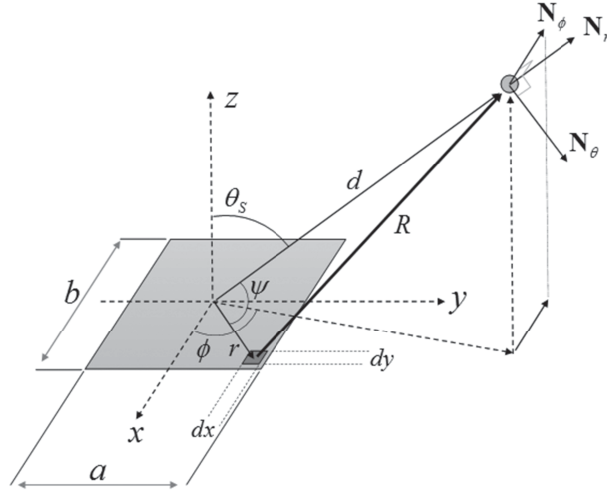
Nhận xét 2: Khi một IRS thụ động được thiết lập cho phản xạ REF($\hat{\theta}_{\text{inc}}, \hat{\theta}_{\text{ref}}, \varphi_0$). Nếu sóng tới có dạng ($\mathbf{E}_{\text{inc}}(\theta_{\text{inc}})$, $\mathbf{H}_{\text{inc}}(\theta_{\text{inc}})$) với $\theta_{\text{inc}} = \hat{\theta}_{\text{inc}} + \Delta\theta$ thì sóng phản xạ sẽ có dạng ($\mathbf{E}_{\text{ref}}(\theta_{\text{ref}}, \varphi_0)$, $\mathbf{H}_{\text{ref}}(\theta_{\text{ref}}, \varphi_0)$) với θ_{ref} được xác định bằng (7). Nói cách khác IRS thụ động được thiết lập cho phản xạ REF($\hat{\theta}_{\text{inc}}, \hat{\theta}_{\text{ref}}, \varphi_0$) có thể thực hiện được phản xạ REF($\theta_{\text{inc}}, \theta_{\text{ref}}, \varphi_0$).

Trong mục này, chúng tôi xem quá trình phản xạ sóng điện từ là quá trình tán xạ đặc biệt, trong đó đa số năng lượng tán xạ sẽ tập trung ở góc phản xạ. Chúng tôi sử dụng phương trình trường \mathbf{H} thu được ở mục II để xây dựng mô hình tán xạ trường xa cho IRS. Sử dụng phương pháp physical optics ở chương 7.10 của (Balanis, 2012), mật độ dòng trên IRS khi loại bỏ hiệu ứng biên có dạng:

$$\mathbf{J}_S = 2\mathbf{e}_z \times \mathbf{H}_{\text{ref}} = -2\mathbf{e}_x \frac{E_{\text{ref}} \cos(\theta_{\text{ref}})}{\eta} e^{-j\beta \sin(\theta_{\text{ref}})y + j\beta\varphi_0}. \quad (9)$$

Tại một điểm quan sát bất kỳ trong không gian, sử dụng (9), véc-tơ điện thế \mathbf{A} tại vị trí quan sát được tính bởi $\mathbf{A} = \frac{\mu e^{-j\beta d}}{4\pi d} \oint_S \mathbf{J}_S(x', y') \frac{e^{j\beta R}}{R} ds'$ với các tham số R, r, d, ψ được xác định như trong hình 2. Với vài thao tác tính toán, chúng tôi có các xấp xỉ cho khoảng cách $d = R$, cho pha $R \approx d - r \cos(\psi)$, và liên hệ $r \cos(\psi) = x' \sin(\theta_s) \cos(\phi_s) + y' \sin(\theta_s) \sin(\phi_s)$ (tham khảo công thức (6.127) trong (Balanis, 2012)). Vì vậy, \mathbf{A} có thể viết lại như sau:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu e^{-j\beta d}}{4\pi d} \underbrace{\oint_S \mathbf{J}_S(x', y') e^{j\beta(x' \sin(\theta_s) \cos(\phi_s) + y' \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))} ds'}_N. \quad (10)$$



Hình 2. Mô hình tính toán cho trường tán xạ tại vị trí quan sát bất kỳ trong không gian sử dụng véc-tơ điện thế A và véc-tơ N

Sử dụng ma trận chuyển đổi từ hệ tọa độ vuông sang hệ tọa độ cầu ở (11), ta có thể phân tách N thành ba thành phần $N = N_r + N_{\theta_s} + N_{\phi_s}$ như mô tả trong hình 2. Việc tính toán cho N_r , N_{θ_s} và N_{ϕ_s} được trình bày ở bên dưới.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_r \\ \mathbf{e}_{\theta_s} \\ \mathbf{e}_{\phi_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_s \cos \phi_s & \sin \theta_s \sin \phi_s & \cos \theta_s \\ \cos \theta_s \cos \phi_s & \cos \theta_s \sin \phi_s & -\sin \theta_s \\ -\sin \phi_s & \cos \phi_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_x \\ \mathbf{e}_y \\ \mathbf{e}_z \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Tính toán cho các thành phần của N : N_r , N_{θ_s} và N_{ϕ_s}

Tính toán cho N_{θ_s}

Từ (9, 10, 11), N_{θ_s} được tính như sau:

$$\begin{aligned} N_{\theta_s} = & -2 \frac{E_{\text{ref}} \cos(\theta_{\text{ref}}) e^{j\varphi_0}}{\eta} \cos \theta_s \cos \phi_s \\ & \times \oint_S e^{-j\beta(\sin(\theta_{\text{ref}}) - \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))y'} + j\beta x' \sin(\theta_s) \cos(\phi_s) ds'. \end{aligned} \quad (12)$$

Áp dụng đẳng thức $\int_{-b/2}^{b/2} e^{j\alpha x} dx = b \text{sinc}\left(\frac{\alpha b}{2}\right)$ và thay giá trị cận dựa trên kích thước IRS, (12) được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} N_{\theta_s} = & -\frac{2ab E_{\text{ref}} \cos(\theta_{\text{ref}}) e^{j\varphi_0}}{\eta} \cos \theta_s \cos \phi_s \\ & \times \int_{-a/2}^{-a/2} e^{j\beta x' \sin(\theta_s) \cos(\phi_s)} dx' \int_{-b/2}^{b/2} e^{-j\beta(\sin(\theta_{\text{ref}}) - \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))y'} dy' \\ = & -\frac{2ab E_{\text{ref}} \cos(\theta_{\text{ref}}) e^{j\varphi_0}}{\eta} \cos \theta_s \cos \phi_s \\ & \times \sin\left(\frac{\beta a \sin(\theta_s) \cos(\phi_s)}{2}\right) \text{sinc}\left(\frac{\beta b(\sin(\theta_{\text{ref}}) - \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))}{2}\right). \end{aligned} \quad (13)$$

Tính toán cho N_{ϕ_s}

Sử dụng (9, 10, 11), N_{ϕ_s} được tính như sau

$$N_{\phi_s} = -\frac{2abE_{\text{ref}} \cos(\theta_{\text{ref}}) e^{j\varphi_0}}{\eta} \sin \phi_s \times \text{sinc}\left(\frac{\beta a \sin(\theta_s) \cos(\phi_s)}{2}\right) \text{sinc}\left(\frac{\beta b (\sin(\theta_{\text{ref}}) - \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))}{2}\right). \quad (14)$$

Sử dụng các bước tương tự ở mục trên, (14) được viết lại như sau:

$$N_{\phi_s} = -\frac{2abE_{\text{ref}} \cos(\theta_{\text{ref}}) e^{j\varphi_0}}{\eta} \sin \phi_s \times \text{sinc}\left(\frac{\beta a \sin(\theta_s) \cos(\phi_s)}{2}\right) \text{sinc}\left(\frac{\beta b (\sin(\theta_{\text{ref}}) - \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))}{2}\right). \quad (15)$$

Tính toán cho N_r

Do thành phần sóng theo phương truyền sóng không tồn tại, vì vậy $N_r = 0$.

Xây dựng mô hình tán xạ trường xa

Từ biểu thức cho ba thành phần N_r , N_{θ_s} và N_{ϕ_s} . Sử dụng công thức (6-116a) trong (Balanis, 2012), cường độ tán xạ tại một điểm bất kỳ trong không gian được tính bởi biểu thức sau:

$$S(\theta_s, \phi_s) = |E(\theta_s, \phi_s)|^2 = |-j\omega A(\theta_s, \phi_s)|^2 = \left(\frac{\omega\mu}{4\pi d}\right)^2 (|N_{\theta_s}|^2 + |N_{\phi_s}|^2). \quad (16)$$

Thay (13, 15) vào (16) và sử dụng $\frac{\omega\mu}{4\pi d} = \frac{\mu}{2d\lambda}$ thu được

$$S(\theta_s, \phi_s) = \left(\frac{ab}{d\lambda}\right)^2 E_{\text{ref}}^2 \cos^2(\theta_{\text{ref}}) (\cos^2 \theta_s \cos^2 \phi_s + \sin^2 \phi_s) \times \text{sinc}^2\left(\frac{\beta a \sin(\theta_s) \cos(\phi_s)}{2}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{\beta b (\sin(\theta_{\text{ref}}) - \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))}{2}\right). \quad (17)$$

Giả định rằng, vật liệu không gây suy hao điện từ và toàn bộ năng lượng sóng đến đều được phản xạ hoàn toàn, ta có quy luật sau $E_{\text{inc}}^2 \cos(\theta_{\text{inc}}) = E_{\text{ref}}^2 \cos(\theta_{\text{ref}})$. Trong trường hợp này (17) được viết lại như sau:

$$S(\theta_s, \phi_s) = \left(\frac{ab}{\lambda}\right)^2 \frac{E_{\text{inc}}^2}{d^2} \cos(\theta_{\text{inc}}) \cos(\theta_{\text{ref}}) (\cos^2 \theta_s \cos^2 \phi_s + \sin^2 \phi_s) \times \text{sinc}^2\left(\frac{\beta a \sin(\theta_s) \cos(\phi_s)}{2}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{\beta b (\sin(\theta_{\text{ref}}) - \sin(\theta_s) \sin(\phi_s))}{2}\right). \quad (18)$$

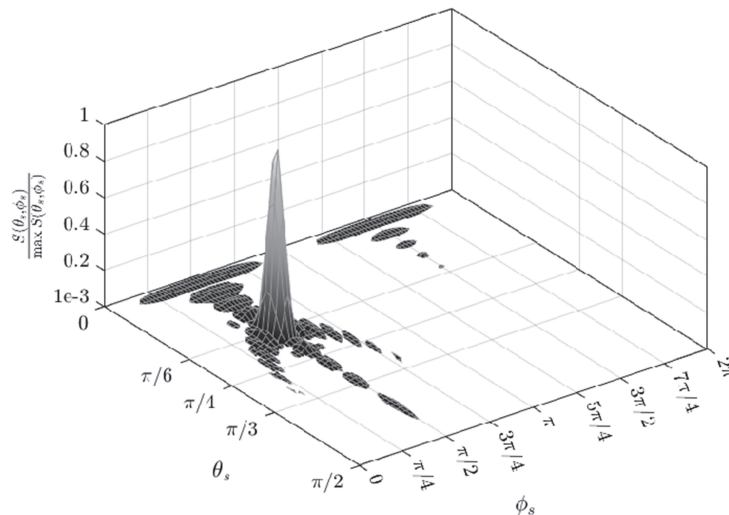
Nhận xét 3: Phương trình (18) cho thấy, khi véc-tơ từ IRS đến vị trí quan sát nằm trên mặt phẳng chứa véc-tơ sóng tới và véc-tơ pháp tuyến của IRS, đồng nghĩa với $\phi_s = \frac{\pi}{2}$, và góc quan sát $\theta_s \rightarrow \theta_{\text{ref}}$ thì cường độ tán xạ sẽ đạt các giá trị tốt nhất.

Chứng minh: Có thể thấy thành phần $(\cos^2 \theta_s \cos^2 \phi_s + \sin^2 \phi_s) \text{sinc}^2 \left(\frac{\beta a \sin(\theta_s) \cos(\phi_s)}{2} \right)$ đạt giá trị cực đại ở một trong hai trường hợp (i) $\phi_s = \frac{\pi}{2}$ hoặc (ii) $\theta_s = 0$. Khi $\phi_s = \frac{\pi}{2}$, cường độ tán xạ đạt giá trị lớn nhất khi $\theta_s = \theta_{ref}$. Khi $\theta_s = 0$, cường độ tán xạ đạt giá trị lớn nhất khi $\theta_{ref} = 0$, điều phủ định khả năng hiệu chỉnh góc phản xạ của IRS, vì vậy ta loại trường hợp này.

Kết quả và thảo luận

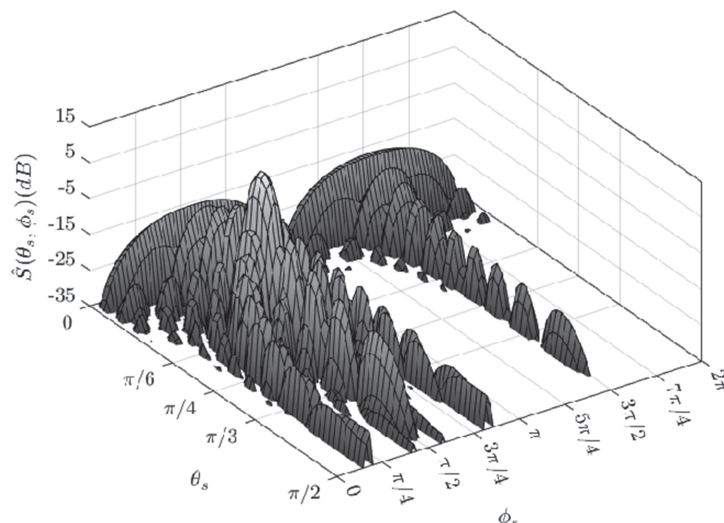
Trong mục này, chúng tôi sẽ khảo sát đặc tính cho mô hình tán xạ ở (18). Để đơn giản, kết quả mô phỏng được vẽ cho hai đại lượng (i) cường độ tán xạ lược giản $\hat{S}(\theta_s, \phi_s) = S(\theta_s, \phi_s) d^2 / E_{inc}^2$ (bỏ qua ảnh hưởng của E_{inc}^2 và d^2 trong (18)) và (ii) cường độ tán xạ chuẩn hóa $S(\theta_s, \phi_s) / \max_{\forall \theta_s, \forall \phi_s} S(\theta_s, \phi_s)$. Tham số mô phỏng được trình bày trong tiêu đề của các hình. Chú ý rằng, kết quả ở (18) có thể áp dụng cho tất cả tần số, tuy nhiên, không mất tính tổng quát, tần số hoạt động được chọn $f_0 = 6$ (Ghz) như trong công trình (Tuan, 2020).

Hình 3 và 4 mô tả phân bố cường độ tán xạ theo không gian bên ngoài IRS. Có thể thấy rằng IRS có khả năng hội tụ năng lượng về một hướng xác định, có thể cấu hình thông qua hiệu chỉnh dịch pha ở các phần tử trên bề mặt IRS. Trong mô phỏng này, sóng tới được thiết lập thỏa mãn $\theta_{inc} = \hat{\theta}_{inc}$, do đó sóng phản xạ tập trung mạnh ở hướng $\theta_{ref} = \hat{\theta}_{ref}$. Bên cạnh đó, kết quả cũng cho thấy cường độ tán xạ đạt giá trị cao nhất khi $\phi_s = \frac{\pi}{2}$, điều này phù hợp với Nhận xét 3 trong bài báo. Tại các góc quan sát khác, cường độ tán xạ rất bé, có thể xem nhưng bằng không. Điều này có nghĩa IRS ít gây nhiễu giao thoa. Đây là một lợi ích vượt trội so với các kỹ thuật chuyển tiếp thông tin khác, đơn cử như kỹ thuật relay (nút chuyển tiếp). Một lợi thế khác có thể kể đến là năng lượng tại hướng quan sát mong muốn sẽ rất lớn nếu bề mặt phản xạ có kích thước lớn. Điều này có thể nhận thấy từ kết quả ở hình 4, khi mà đỉnh của búp sóng chính cao hơn so với giá trị 0.



Hình 3. Cường độ trường tán xạ chuẩn hóa theo góc quan sát (θ_s, ϕ_s) .

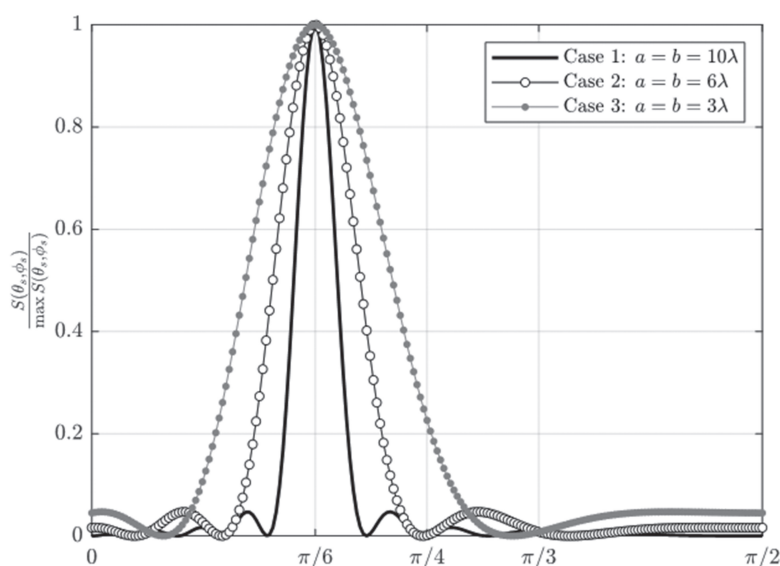
Tham số khác: $\theta_{inc} = \hat{\theta}_{inc} = \frac{\pi}{3}$, $\hat{\theta}_{ref} = \frac{\pi}{6}$, $f_0 = 6$ (Ghz), $a = b = 10\lambda_0$.



Hình 4. Cường độ trường tán xạ hiệu chỉnh (tính theo dB) theo góc quan sát (θ_s, ϕ_s) .

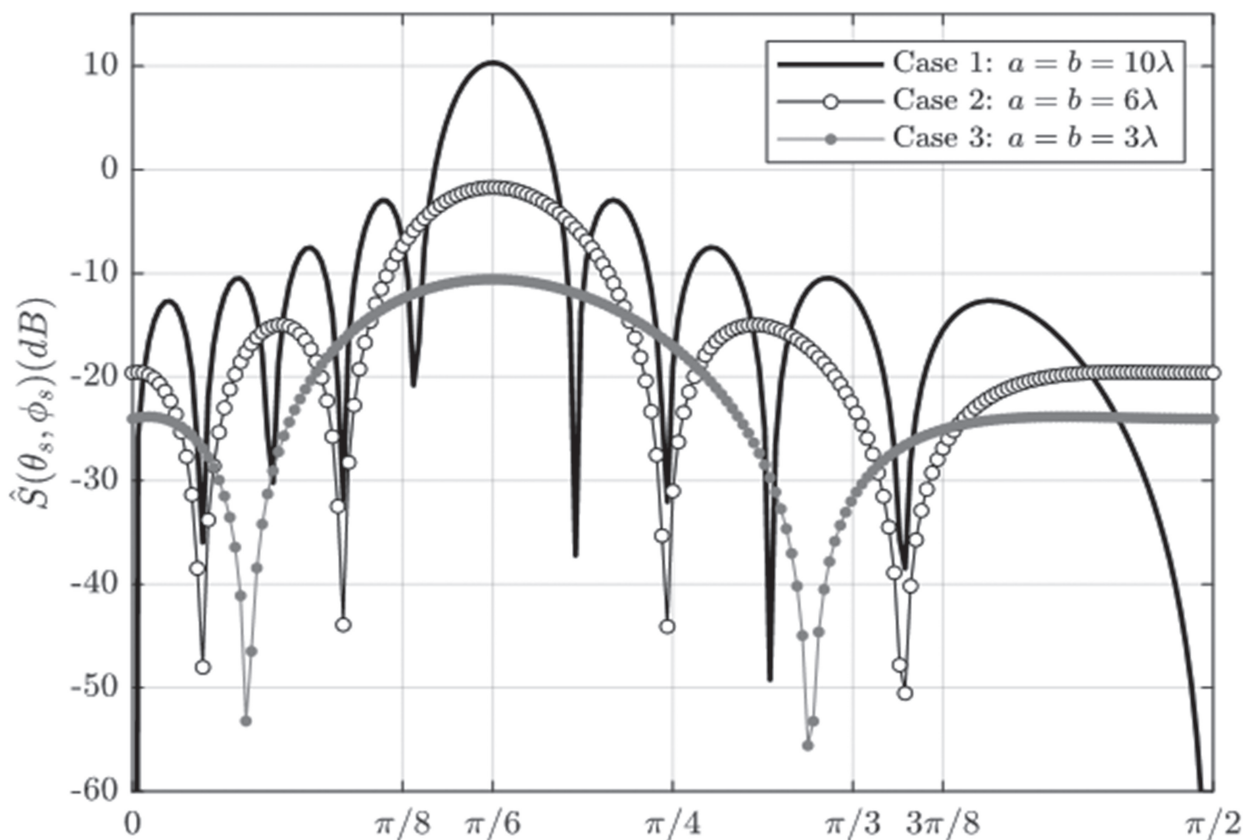
Tham số khác: $\theta_{inc} = \hat{\theta}_{inc} = \frac{\pi}{3}$, $\hat{\theta}_{ref} = \frac{\pi}{6}$, $f_0 = 6(\text{Ghz})$, $a = b = 10\lambda_0$.

Hình 5 và 6 mô tả ảnh hưởng của kích thước IRS lên cường độ tán xạ. Khi kích thước IRS bé, hiệu quả phản xạ trở nên thấp. Với kích thước $a = b = 6\lambda_0$, cường độ tán xạ tại hướng mong muốn gần bằng 0 dB, tương đương với một phản xạ gương. Với kích thước lớn hơn, nhiều năng lượng sẽ phản xạ đến hướng mong muốn. Bên cạnh đó búp sóng chính sẽ hẹp lại giúp IRS có khả năng tạo các kết nối riêng, bảo mật, và tốc độ cao. Ở kích thước nhỏ, búp sóng chính sẽ rộng hơn, điều này có nghĩa vùng phủ sóng lớn hơn. Trong một số ngữ cảnh truyền thông, kích thước búp sóng đóng vai trò quan trọng trong việc thiết lập vùng phủ vô tuyến, chẳng hạn khi các nút thu sóng phản xạ có sự di chuyển.



Hình 5. Cường độ trường tán xạ chuẩn hóa theo góc quan sát $(\theta_s, \phi_s = \frac{\pi}{2})$.

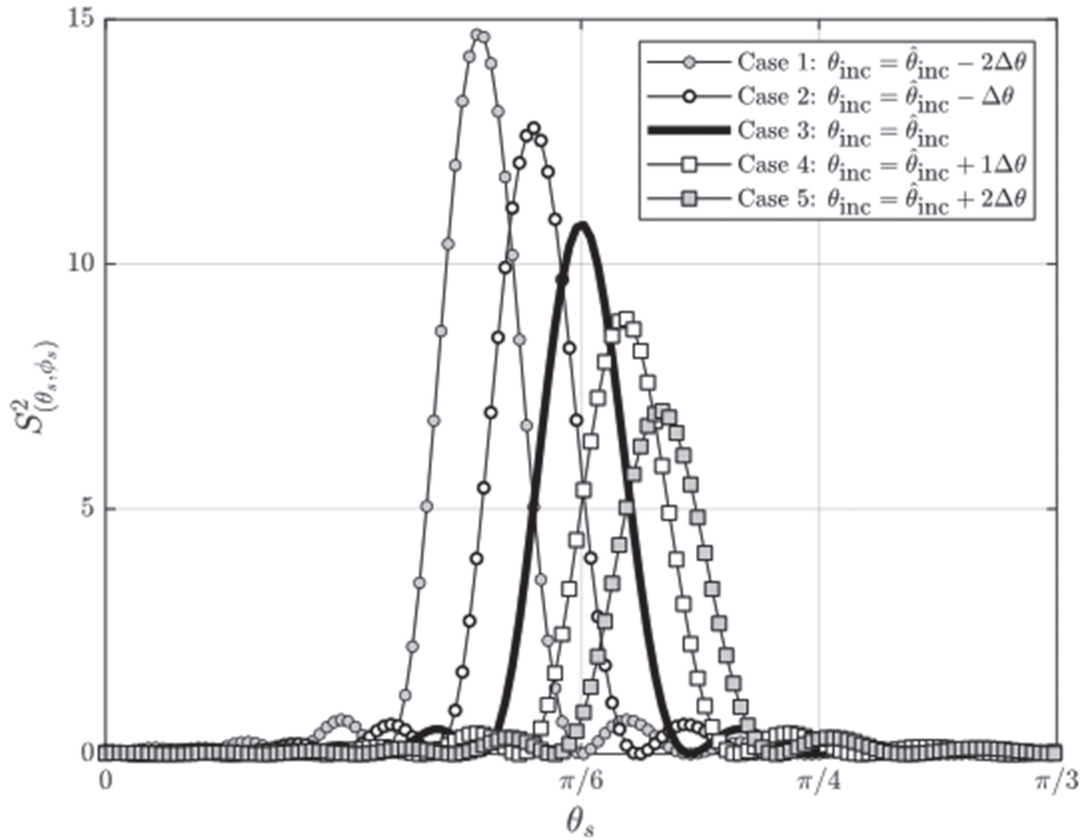
Tham số khác: $\theta_{inc} = \hat{\theta}_{inc} = \frac{\pi}{3}$, $\hat{\theta}_{ref} = \frac{\pi}{6}$, $f_0 = 6(\text{Ghz})$



Hình 6. Cường độ trường tán xạ chuẩn hóa theo góc quan sát ($\theta_s, \phi_s = \frac{\pi}{2}$).

Tham số khác: $\theta_{inc} = \hat{\theta}_{inc} = \frac{\pi}{3}$, $\hat{\theta}_{ref} = \frac{\pi}{6}$, $f_0 = 6(\text{Ghz})$

Hình 7 mô tả ảnh hưởng của sai lệch góc tới $\Delta\theta$ lên quá trình phản xạ. Có thể nhận thấy, kết quả này phù hợp với Nhận xét 2, có nghĩa là IRS thụ động vẫn có thể phản xạ được các sóng phẳng đến từ những hướng khác nhau chứ không giới hạn ở một phản xạ được cấu hình, là $\text{REF}(\hat{\theta}_{inc} = \hat{\theta}_{ref})$. Điều này có nghĩa, IRS chấp nhận một sai số khi thiết lập phản xạ tại nó. Ngoài ra, khi các máy thu, máy phát vô tuyến có sự di chuyển nhẹ dẫn đến có sự sai lệch góc tới, khi đó $\Delta\theta \neq 0$, thì IRS vẫn đảm bảo chức năng của mình. Kết quả này mở ra một lợi thế là việc tích hợp IRS với hệ thống đa ăng-ten, hay còn gọi hệ thống MIMO. Khi mà nhiều ăng-ten ở vị trí gần nhau cùng phát tín hiệu về IRS thì IRS vẫn có thể phản xạ được toàn bộ tín hiệu đến ở các góc sai lệch nhẹ với góc cấu hình $\hat{\theta}_{inc}$ của nó. Ngoài ra, có thể nhận thấy cường độ tán xạ mạnh hơn khi góc θ_{ref} tiến về 0 điều này có thể giải thích thông qua biểu thức phản xạ lý tưởng $E_{inc}^2 \cos(\theta_{inc}) = E_{inc}^2 \cos(\theta_{ref})$.



Hình 7. Cường độ trường tán xạ chuẩn hóa dưới sự ảnh hưởng của sai lệch góc tới $\Delta\theta = \frac{\pi}{36} = 5^\circ$. Góc quan sát $(\theta_s, \phi_s = \frac{\pi}{2})$. Tham số khác: $\hat{\theta}_{\text{inc}} = \frac{\pi}{3}$, $\hat{\theta}_{\text{ref}} = \frac{\pi}{6}$, $f_0 = 6(\text{Ghz})$, $a = b = 10\lambda_0$.

Kết luận

Trong bài báo này, đặc tính phản xạ của sóng vô tuyến trên IRS đã được phân tích. Phương trình lan truyền sóng cũng như mô hình tán xạ của sóng phản xạ từ IRS được rút ra. Các mô phỏng được thiết lập để xác định xu hướng của tham số hệ thống và ảnh hưởng lẫn nhau của chúng. Kết quả cho thấy, IRS có khả năng hội tụ năng lượng vào một hướng, từ đó làm chất lượng tín hiệu của máy thu trên hướng đó cải thiện. Thông qua ảnh hưởng của kích thước IRS lên cường độ tán xạ, ta có thể thấy tùy thuộc vào tính chất hệ thống vô tuyến mà kích thước IRS nên được thiết lập phù hợp. Với mục đích cung cấp kết nối riêng, tốc độ cao, nhiễu thấp và bảo mật thì nên lắp đặt IRS với kích thước lớn. Ngược lại, với những hệ thống có độ linh hoạt cao hơn, yêu cầu tín hiệu phản xạ có độ phủ rộng hơn thì các IRS với kích thước bé hơn là một lựa chọn phù hợp. Tuy nhiên cần phải có các tính toán về hiệu năng để đảm bảo công suất thu đảm bảo điều kiện giải mã. Cuối cùng, khả năng IRS phản xạ trong điều kiện sai lệch góc tới giúp cho IRS có thể tích hợp trong các hệ thống đa ăng-ten, chẳng hạn như MIMO, ăng-ten mảng.

Tài liệu tham khảo

- Balanis, C. A. (2012). *Advanced Engineering Electromagnetics*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley.
- Chen, J., Liang, Y.-C., Pei, Y., & Guo, H. (2019). Intelligent Reflecting Surface: A Programmable Wireless Environment for Physical Layer Security. *IEEE Access*, 7, 82599-82612.
- Hou, T., Liu, Y., Song, Z., Sun, X., Chen, Y., & Hanzo, L. (2019). MIMO assisted networks relying on intelligent reflective surfaces, arXiv:1910.00959. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1910.00959>
- Tuan, V. P., & Hong, I. P., (2020). Secrecy Performance Analysis and Optimization of Intelligent Reflecting Surface-Aided Indoor Wireless Communications. *IEEE Access*, 8, 109440-109452.
- Wu, Q., & Zhang, R. (2019). Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network via Joint Active and Passive Beamforming. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 18(11), 5394-5409.
- Wu, Q., & Zhang, R. (2020). Weighted Sum Power Maximization for Intelligent Reflecting Surface Aided SWIPT. *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 9(5), 586-590.
- Zhang, J., Du, H., Sun, Q., Ai, B., & Ng, D. W. K. (2021). Physical Layer Security Enhancement with Reconfigurable Intelligent Surface-Aided Networks. *IEEE Trans. on Info. Forensics and Security*, 16, 3480-3495.