

Intelligent Reflecting Surface vs. Decode-and-Forward: How Large Surfaces Are Needed to Beat Relaying?

Emil Björnson, *Senior Member, IEEE*, Özgecan Özdoğan, *Student Member, IEEE*, Erik G. Larsson, *Fellow, IEEE*

Tóm lược Tốc độ và hiệu suất năng lượng của các kênh không dây có thể được cải thiện bằng cách triển khai các phần mềm kiểm soát phần mềm để phản ánh tín hiệu từ nguồn đến đích, đặc biệt khi đường dẫn trực tiếp yếu. Trong khi các tác phẩm trước đó chủ yếu được tối ưu hóa các phản hồi, lá thư này so sánh công nghệ mới với giải mã cổ điển - và chuyển tiếp (df). **Quan sát chính là tỷ lệ rất cao và / hoặc lớn hơn cần thiết để có thể vận hành tốt hơn, cả trong việc giảm thiểu tổng năng lượng truyền và tối đa hóa hiệu suất năng lượng, cũng bao gồm sự tán xạ trong phần cứng thu phát.**

Điều Kiện Chỉ Số —intelligent phản xạ bề mặt.

I. INTRODUCTION

Một reflectarray(tạm dịch mảng phản hồi) là một bề mặt “reflects” một làn sóng máy bay impinging trong hình dạng của một chùm tia sáng. Khác với hình parabol, độ cong thể chất của nó và định hướng beamforming(Beamforming là công nghệ giúp tập trung tín hiệu sóng Wi-Fi theo một hướng cụ thể tìm hiểu thêm nhé), một reflectarray là phẳng và bao gồm một mảng các phần tử riêng biệt mà mỗi lần phân tán và chuyển mạch các sóng impinging(Vbare là impinge meaning là đụng chạm, va chạm, tác động, ảnh hưởng, chạm đến khác nhau [2]. Mô hình shift - shift giữa các phần tử xác định hướng được phản xạ. Trong khi bề mặt có thể lớn, các thành phần cá nhân thường là bước sóng nhỏ(chú ý) [3], [4]. Reflectarrays với các thuộc tính reconfigurable thời gian thực gần đây đã tăng hiệu suất liên lạc di động, dưới tên như “intelligent reflecting surface” (IRS) [5], [6] và softwarecontrolled metasurfaces [7]–[9]. Ý tưởng chính là hỗ trợ việc truyền từ một nguồn đến đích bằng cách phồng theo(k biết dịch tnao nma nghĩa khác là lắp vào gắn vào, thích nghi^^) sự lan truyền đó là, để định cấu hình IRS đến beamform(định nghĩa ở trên nhé). với sự khác biệt then chốt mà một role tích cực đã nhận được IRS tín hiệu nhận được trước khi một tín hiệu khuếch đại, trong khi phản ánh tín hiệu mà không cần khuếch đại. Role đạt được tỷ lệ tín hiệu cao hơn (snr) tại với giá trị tiền phạt trước khi kết nối hai hop-transmitter. So sánh với role khuếch đại lý tưởng (af) được thực hiện [11], hiển thị hiệu suất năng lượng lớn bằng cách sử dụng IRSs. Tuy nhiên, giải mã - và chuyển tiếp (df) sẽ được biết đến hiệu quả hơn af chuyển tiếp về các tỷ lệ có thể đạt được [12] và có cái benk(benchmark đo hiệu xuất tbi) tốt hơn

Trong bức thư này, chúng tôi cố gắng để so sánh fair giữa truyền tải do irs hỗ trợ và được mã hóa lặp lại, với mục đích xác định mức độ lớn của một irs cần phải là bao nhiêu

© 2019 IEEE. Personal use of this material is permitted. Permission from IEEE must be obtained for all other uses, in any current or future media, including reprinting/republishing this material for advertising or promotional purposes, creating new collective works, for resale or redistribution to servers or danh sách, hoặc sử dụng lại bất kỳ thành phần có bản quyền nào của công trình này trong các công trình khác. Tờ báo được hỗ trợ bởi elliit và hội đồng nghiên cứu Thụy điển.

Các tác giả của bộ kỹ thuật điện (isy), linköping, se - 58183, Thụy điển để tốt hơn thông thường. Để kết thúc, chúng ta tối ưu hóa cả công nghệ bằng cách tính toán các cường độ truyền tối ưu và số lượng tối ưu của một IRS.

II. SYSTEM MODEL

Chúng ta xem xét giao tiếp từ một nguồn ăng ten duy nhất đến đích đến một anten. Kênh tắt theo phẳng **tắt định**(thuật toán đc nêu ở trên) được biểu thị bằng $h_{sd} \in \mathbb{C}$. tín hiệu nhận được tại điểm đến là

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

ở p là nguồn điện truyền tải s là tín hiệu thông tin đơn vị, và $n \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma^2)$ là tiếng ồn của người nhận. Để tiện lợi, ăng ten được đưa vào các kênh. Dung lượng của kênh đầu ra đơn (SISO(Single-input single-output system(hệ thống có 1 đầu ra 1 đầu vào))) là

$$R_{\text{SISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{p|h_{sd}|^2}{\sigma^2} \right). \quad (2)$$

Khả năng có khả năng tăng lên bằng cách bao gồm các thiết bị bổ sung trong giao tiếp. Trong bài báo này, chúng ta xem xét hai thiết lập như thế: một irs được định cấu hình "reflect" tín hiệu hướng đến đích hoặc một role hoạt động ở chế độ DF. Tỷ lệ đạt được tương ứng (còn được gọi là hiệu suất phổ) được tạo ra dưới đây và được tối ưu hóa cho phép so sánh fair. Tuy nhiên, chúng ta nhấn mạnh rằng sự lựa chọn của mô hình hệ thống có khuynh hướng nghiêng về phía IRS; trong đặc biệt, giả định của các kênh flat – fading(fading là sự suy giảm tín hiệu với các biến(radio,thời gian,địa lý, frequency)) tắt định(thuật toán) là lý tưởng cho một IRS kể từ khi nó có khả năng thu hồi kênh và tần số yếu hơn rơ le.

A. IRS-supported Transmission

Trong thiết lập này, chúng ta có một IRS N các phần tử rời rạc, như hình 1 (a). Kênh tắt định từ nguồn cho IRS được biểu thị bằng $\mathbf{h}_{sr} \in \mathbb{C}^N$. Ở $[\mathbf{h}_{sr}]_n$ biểu thị n thành phần. Kênh giữa IRS và đích được biểu thị bằng $\mathbf{h}_{rd} \in \mathbb{C}^N$. Mỗi phần tử có kích thước $<$ so với bước sóng, do đó nó làm cho tín hiệu đến với khoảng cách \sim không đổi trong tất cả các hướng[13]. [1]Do đó thuộc tính của irs được thể hiện đầy đủ bởi ma trận chéo

$$\mathbf{\Theta} = \alpha \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_N}), \quad (3)$$

ở $\alpha \in (0,1]$ hệ số phản xạ biên độ cố định và $\theta(1), \dots, \theta_N$ Sau mô hình hệ thống dẫn xuất ở [13] (trước đây được sử dụng trong e. g. [5], [11], [14]), tín hiệu nhận được ở điểm đến là

$$y = (h_{sd} + \mathbf{h}_{sr} \mathbf{\Theta} \mathbf{h}_{rd}) \sqrt{p} + n, \quad (4)$$

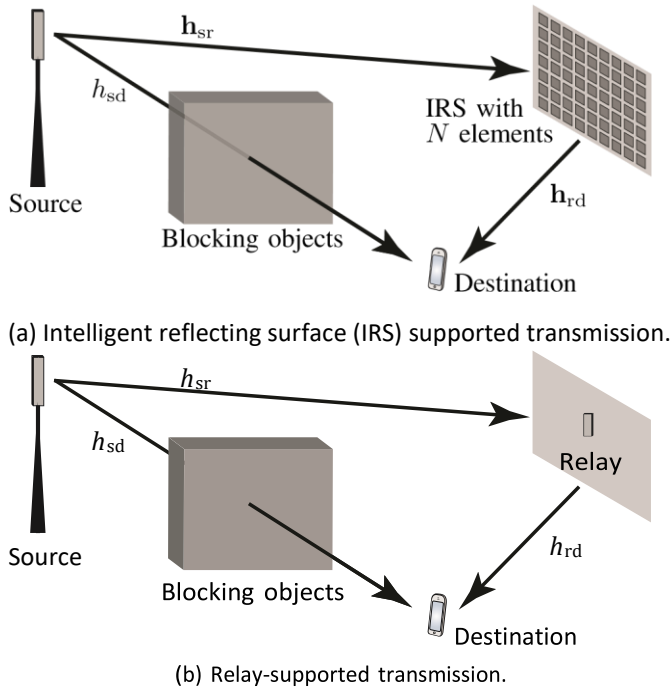


Fig. 1: Illustration of the two setups considered in this paper. (cái này tưởng tượng là 1 thằng A(source) đứng cố soi đèn pin vào 1 thằng khác là B(destination) qua 1 bức tường(blocking objects) dùng 1 cái gương(Relays) phải làm sao điều chỉnh góc của cái gương đó chiếu vào dc objects B

ở p , s , và n được định nghĩa trong trường hợp siso. Vì các kênh là tất định (tất định là 1 thuật toán mình nói ngắn ở đây nhé *nếu input giống nhau trên mỗi lần chạy, luôn có cùng một output, *thời gian chạy, lượng bộ nhớ và tài nguyên cần thiết là như nhau trên mỗi lần chạy nếu input là giống nhau), đích đến biết chúng hoàn hảo và biến phase-shift có thể được tối ưu hóa.¹

Lemma 1. Công suất kênh của mạng được hỗ trợ của irs

$$R_{\text{IRS}}(N) = \max_{\Theta} \log \left(1 + \frac{p|h_{\text{sd}} + \mathbf{h}_{\text{sr}}^T \Theta \mathbf{h}_{\text{rd}}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (5)$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{p(|h_{\text{sd}}| + \alpha \sum_{n=1}^N |[\mathbf{h}_{\text{sr}}]_n [\mathbf{h}_{\text{rd}}]_n|)^2}{\sigma^2} \right) \quad (6)$$

$\theta_1, \dots, \theta_N$

Proof: For any given Θ , the rate expression in (5) is achieved from the capacity of an additive white Gaussian noise channel. Notice that $\mathbf{h}_{\text{sr}}^T \Theta \mathbf{h}_{\text{rd}} = \alpha \sum_{n=1}^N e^{j\theta_n} [\mathbf{h}_{\text{sr}}]_n [\mathbf{h}_{\text{rd}}]_n$.

Tỷ lệ tối đa, là khả năng đạt được khi được chọn $\theta(n) = \arg(\arg(h_{\text{sd}} - \arg(h_{\text{sr}})n[\mathbf{h}_{\text{rd}}]_n))$ cho mỗi cụm từ trong cùng một giai đoạn h_{sd} . [1]

B. Relay-supported Transmission

Trong thiết lập khác, chúng ta sử dụng role nửa công suất được triển khai tại cùng một vị trí như irs. Thiết lập này được minh họa trong hình 1 (b). Chúng ta xem xét các giao thức repetition-coded cổ điển chuyển giao giao thức truyền dẫn được chia thành hai giai đoạn tương đương. Trong giai đoạn đầu, nguồn truyền và tín hiệu nhận được ở đích là

$$Y(1d) = h(\text{sd})\sqrt{p(1)s} + n(1d);$$

ở $h_{\text{sr}} \in \mathbb{C}$ biểu thị kênh giữa nguồn và role, trong khi $n_{1r} \sim N_c(0, \sigma^2)$ là tiếng ồn của người nhận. Role sử dụng y_{1r} để giải mã thông tin và sau đó tái tạo lại để truyền trong giai đoạn thứ hai. Lưu ý rằng chuyển tiếp có thể là một anten, chuỗi bộ phát, và một baseband

đơn vị phù hợp với kích thước của điện thoại di động nhỏ.

Trong giai đoạn thứ hai, role truyền tải p_{2s} và tín hiệu nhận được ở đích đến là

$$y_{2d} = h_{\text{rd}}\sqrt{p(2)s} + n(2d) \quad (9)$$

ở p_2 là nguồn điện truyền tải $h_{\text{rd}} \in \mathbb{C}$ biểu thị kênh giữa role và đích, trong khi $n_{2d} \sim N_c(0, \sigma^2)$ là tiếng ồn của người nhận. Bằng cách sử dụng (7) và (9) cho tỷ lệ tối đa kết hợp, tỷ lệ sau là khả thi.

Lemma 2. The achievable rate with repetition-coded DF relaying is

$$R_{\text{DF}} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \min \left(\frac{p_1|h_{\text{sr}}|^2}{\sigma^2}, \frac{p_1|h_{\text{sd}}|^2}{\sigma^2} + \frac{p_2|h_{\text{rd}}|^2}{\sigma^2} \right) \right) \quad (10)$$

Proof: This is a classical result found in [10, Eq. (15)].

Remark 1. For brevity, the analysis in this letter assumes deterministic channels, but the extension to fading channels với kiến thức kênh hoàn hảo là rất đơn giản: chúng ta chỉ cần thực hiện các kỳ vọng của các biểu thức tốc độ (6) và (10). Do đó, tất cả các kết luận đều áp dụng cho trường hợp này.

III. ANALYTICAL PERFORMANCE COMPARISON (so sánh hiệu suất phân tích)

Trong phần này, chúng ta so sánh ba tỷ lệ có thể đạt được trong phần 2. Điều thú vị là các biểu thức chỉ phụ thuộc vào các phần tử của các phần tử kênh, nhưng không phải trong các giai đoạn của họ. Ngắn gọn, chúng tôi giới thiệu notation (note: là 1 kí hiệu trong toán học theo dict oxford) $|h_{\text{sd}}| = \beta_{\text{sd}}$, $|h_{\text{sr}}| = \beta_{\text{sr}}$, $|h_{\text{rd}}| = \beta_{\text{rd}}$, và $N \geq 1$ $P_N = \sum_{n=1}^N |h_{\text{sr}}|$

¹ Channel estimation is non-trivial for IRS-supported transmissions, but some recent methods are found in [15].

$J_n [h_{rd} J_n] = \beta_{IRS}$ Chúng ta có thể viết lại (2)), (6), và (10)

$$\text{hơn ở dạng: } R_{SISO} = \log_2 \left(1 + \frac{p\beta_{sd}}{\sigma^2} \right), \quad (11)$$

$$R_{IRS}(N) = \log_2 \left(1 + \frac{p(\sqrt{\beta_{sd}} + N\alpha\sqrt{\beta_{IRS}})^2}{\sigma^2} \right),$$

$$R_{DF} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \min \left(\frac{p_1\beta_{sr}}{\sigma^2}, \frac{p_1\beta_{sd}}{\sigma^2} + \frac{p_2\beta_{rd}}{\sigma^2} \right) \right). \quad (13)$$

hiển nhiên là $R_{IRS}(N) \geq R_{SISO}$ từ khi đẳng thức hoàn thành $N = 0$ và $R_{IRS}(N)$ là một hàm tăng N . Thực tế, tốc độ tăng lên $O(\log 2(N+2))$ khi nào N rất lớn, như đã ghi nhận trong [5] và tiếp tục giải thích trong [16]. So sánh giữa các trường hợp của irs và df không tầm thường. Để fair, chúng ta đầu tiên chọn p_1 và p_2 tối ưu, trong khi có cùng sức mạnh trung bình p khi sử dụng irs .

Đề xuất 1. Giả sử rằng $p_1, p_2 \geq 0$ được chọn dưới sự ràng buộc $p = \frac{p_1+p_2}{2}$. If $\beta_{sd} > \beta_{sr}$, nó giữ $R_{SISO} > R_{DF}$ cho bất kỳ lựa chọn nào p_1, p_2 . Do đó df chuyển tiếp là điểm cực thuận (cũng có dịch là điểm tối ưu).

If $\beta_{sd} \leq \beta_{sr}$, tỷ lệ với df chuyển tiếp là maximized

$$p_1 = \frac{2p\beta_{rd}}{\beta_{sr} + \beta_{rd} - \beta_{sd}} \quad p_2 = \frac{2(\beta_{sr} - \beta_{sd})}{\beta_{sr} + \beta_{rd} - \beta_{sd}} \quad \text{sd and} \\ R_{DF} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{2p\beta_{rd}\beta_{sr}}{(\beta_{sr} + \beta_{rd} - \beta_{sd})\sigma^2} \right). \quad (14)$$

Proof: If $\beta_{sd} > \beta_{sr}$, $\min \left(\frac{p_1\beta_{sr}}{\sigma^2}, \frac{p_1\beta_{sd}}{\sigma^2} + \frac{p_2\beta_{rd}}{\sigma^2} \right) = \frac{p_1\beta_{sr}}{\sigma^2}$, đó là maximized $p_1 = 2p$ và $p_2 = 0$. Do đó, chuyển tiếp không được sử dụng và hiển nhiên $R_{SISO} > R_{DF}$. Nếu $\beta_{sd} \leq \beta_{sr}$, R_{DF} là maximized bằng cách chọn p_1, p_2 để đạt được rd dưới sự ràng buộc. (constraint viết tắt là const(hằng số có giá trị k thay đổi trong suốt ctrình trong lập trình) $\frac{p_1\beta_{sr}}{\sigma^2} = \frac{p_1\beta_{sd}}{\sigma^2} + \frac{p_2\beta_{rd}}{\sigma^2}$

Một ý quan trọng của đề xuất 1 là mạng relaysupported cần chuyển đổi giữa hai chế độ: siso truyền và df chuyển tiếp. Chỉ khi kênh từ nguồn đến chuyển tiếp mạnh hơn đường dẫn trực tiếp.

Proposition 2. The IRS-supported transmission provides the highest rate for any $N \geq 1$ if $\beta_{sd} > \beta_{sr}$. In the case $\beta_{sd} \leq \beta_{sr}$, it provides the highest rate if and only if

$$N > \frac{\alpha \sqrt{\beta_{IRS}}}{\beta_{sd} - \beta_{sr}} \sqrt{1 + \frac{2p\beta_{rd}\beta_{sr}}{(\beta_{sr} + \beta_{rd} - \beta_{sd})\sigma^2} - 1} \frac{\sigma^2}{p} - \sqrt{\beta_{sd}}. \quad (15)$$

Minh chứng: khi $R_{IRS}(N) > R_{SISO}$ for $N \geq 1$, the IRS supported case gives the highest rate if and only if $R_{IRS}(N) > R_{DF}$. This always occurs for $\beta_{sd} > \beta_{sr}$ since $R_{SISO} > R_{DF}$ due to Proposition 1. If $\beta_{sd} \leq \beta_{sr}$, the inequality $R_{IRS}(N) > R_{DF}$ can be simplified to (15) by utilizing (12) and (14).

Để diễn giải kết quả trong đề xuất 2, chúng ta sẽ xem xét rằng có tầm nhìn và từ IRS. Chúng ta giả sử rằng mỗi phần tử IRS có cùng kích thước như ăng ten của rơle, vì thế nó theo sau tất cả các phần tử trong $h(sr)$ tương tự như $h(sr)$ và tất cả các nguyên tố h_{rd} tương tự như $h(rd)$. Kết quả là $\beta_{IRS} = \beta_{sr}\beta_{rd}$. Trước tiên, chúng tôi nhận thấy rằng mặc dù sự lây truyền được hỗ trợ của IRS cung cấp tỷ lệ cao nhất $\beta_{sd} > \beta_{sr}$ Sự khác biệt giữa $R_{IRS}(N)$ và R_{SISO} là nhỏ trong trường hợp này $\sqrt{\beta_{sd}} \gg N\alpha\sqrt{\beta_{IRS}} = N\alpha\sqrt{\beta_{sr}\beta_{rd}}$ đối với hầu hết các giá trị thực tế của N bởi vì β_{rd} là một số lượng rất nhỏ trong lưu ý practice; rằng một kênh "lớn" trong truyền thông không dây là -60dB $\beta_{sd} \leq \beta_{sr}$ mà IRS có thể cung cấp một hiệu suất cao.

Phía bên phải của (15) phụ thuộc vào $\text{snr } p / \sigma^2$ Hệ số phản xạ biên độ α Và kênh thu được β_{sd}, β_{sr} , và β_{rd} (nhớ lại rằng $\beta_{IRS} = \beta_{sr}\beta_{rd}$) Lưu ý rằng bên phải đang tiếp cận $-\frac{\sqrt{\beta_{sd}}}{\alpha\sqrt{\beta_{sr}\beta_{rd}}}$ as $p \rightarrow \infty$, điều này có ý rằng sự lây truyền của IRS đã đạt được tỷ lệ lớn nhất ở mức cao nhất N . Ngược lại, sự bất đẳng trong (15) trở thành

$$N > (\sqrt{1/(\beta_{sr} + \beta_{rd} - \beta_{sd})} - \sqrt{\beta_{sr}}) / \sqrt{\beta_{rd}} \quad (16)$$

Chẳng hạn $p \rightarrow 0$ Có thể là một số lượng lớn nếu $\beta_{sd} \ll \beta_{sr}$. For example, (16) becomes $N > 963$ for $\alpha = 1$, $\beta_{sd} = -110\text{dB}$, $\beta_{sr} = -80\text{dB}$, and $\beta_{rd} = -60\text{dB}$.

Tóm lại, sự lựa chọn giữa IRS và một rơle phụ thuộc vào SNR và số phần tử. Trong phần IV, chúng ta đánh giá nếu thiết lập thực tế hoạt động trong các SNR thấp hoặc cao, nếu có bất kỳ kết quả tiệm cận nào ở trên có thể áp dụng.

A. Transmit Power Minimization Under Rate Constraints

Nếu đích đến đòi hỏi tốc độ dữ liệu cụ thể R , các biểu thức tốc độ trong (11) – (14) có thể được dùng để xác định nguồn điện truyền tải cần thiết cho mỗi thiết lập liên lạc.

Corollary 1. To achieve a data rate R , the SISO case requires the power

$$p_{SISO} = (2^{\bar{R}} - 1) \beta_{sd} \sigma^2, \quad (17)$$

the IRS-supported transmission requires the power

$$p_{IRS}(N) = (2^{\bar{R}} - 1) \frac{\sigma^2}{(\sqrt{\beta_{sd}} + N\alpha\sqrt{\beta_{IRS}})^2}, \quad (18)$$

and the relay-supported transmission requires the power

$$\left(2^{\bar{R}} - 1 \right) \frac{(\beta_{sr} + \beta_{rd} - \beta_{sd})\sigma^2 p}{2\beta_{rd}\beta_{sr}} = \begin{cases} (2^{\bar{R}} - 1) \beta_{sd} \sigma^2 & \text{if } \beta_{sd} > \beta_{sr}, \\ (2^{\bar{R}} - 1) \frac{(\beta_{sr} + \beta_{rd} - \beta_{sd})\sigma^2 p}{2\beta_{rd}\beta_{sr}} & \text{if } \beta_{sd} \leq \beta_{sr}. \end{cases} \quad (19)$$

Nếu hệ thống được hỗ trợ chuyển mạch giữa siso và mode mode để giảm thiểu năng lượng truyền, thì nguồn truyền tải cần thiết của nó là $p^{\text{Dfmode}} = \min(=) p^{\text{SISO}}, p^{\text{DF}}$.

B. Total Power Minimization Under Rate Constraints

Tổng tiêu thụ điện, $P_{\text{tổng cộng}}$ Hệ thống này bao gồm cả năng lượng truyền và tiêu tán trong các thành phần phần cứng. Trong trường hợp siso, nó là $P_{\text{tổng cộng}}^{\text{SISO}} = p^{\text{SISO}} N + P_s + P_d$ Ở đây $\nu \in [0,1]$ hiệu quả của bộ khuếch đại điện trong khi P_s và P_d là nguồn năng lượng bị xua tan tại nguồn và đích. Trong trường hợp IRS, nó trở thành [11]

$$P_{\text{total}}^{\text{IRS}}(N) = \frac{P_{\text{IRS}}}{\nu} + P_s + P_d + NP \quad (20)$$

ở đây P_e là sự tiêu tán quyền lực trên mỗi phần tử, do các mạch cần thiết để chuyển đổi thích ứng. Trong trường hợp chuyển tiếp, nguồn chỉ hoạt động một nửa thời gian, do đó

$$P_{\text{totalDF}} = \frac{p^{\text{DF}}}{\nu} + \frac{1}{2}P_s + P_d + P_r, \quad (21)$$

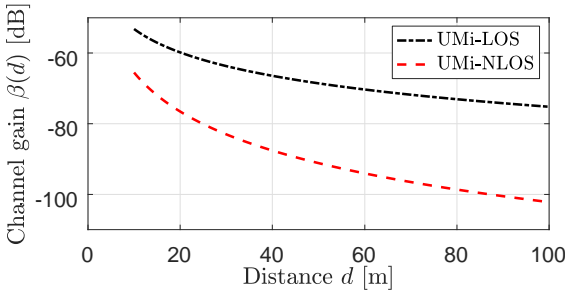
ở đây P_r là năng lượng bị tan tại rơle.

Đề nghị 3. Giả sử β_{IRS} là một hằng số độc lập N . Với tốc độ dữ liệu nhất định R^- Tổng năng lượng $P_{\text{tổng cộng}}^{\text{IRS}}(N)$ khi sử dụng IRS is a convex function and minimized by

$$N_{\text{opt}} = \frac{\sqrt[3]{\frac{(2R^- - 1)\sigma^2}{\alpha^2 \beta_{\text{IRS}} P_e}} - \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{\beta_{\text{sd}}}{\beta}}}{\beta_{\text{IRS}}} \quad (22)$$

Proof: The function is convex since $\frac{\partial^2}{\partial N^2} P_{\text{total}}^{\text{IRS}}(N) > 0$. The solution (22) is then obtained from $\frac{\partial}{\partial N} P_{\text{total}}^{\text{IRS}}(N) = 0$ ■

Số lượng phần tử tối ưu trong (22) nói chung không phải là số nguyên, vì thế tối ưu nhất là hoặc gần nhất



Hình 2: những thành tựu điển hình của kênh như một hàm của khoảng cách, khi bao gồm cả sự thành công của ăng ten $G_t = G_r = 5\text{dbi}$.

số nguyên nhỏ hơn hoặc lớn hơn. Điều tối ưu cũng có thể tiêu cực, làm cho trường hợp SISO $N = 0$ điều tối ưu. Một ví dụ β_{IRS} độc lập với N đó là trường hợp $\beta_{\text{IRS}} = \beta_{\text{sr}} \beta_{\text{rd}}$ mô tả trong mục trước.

IV. NUMERICAL PERFORMANCE COMPARISON

Chúng ta sẽ so sánh các hệ thống số. Kênh thu được thành phần được mô hình hóa theo mô hình đô thị 3gpp (umi) từ [17, bảng b. 1. 2. 1 - 1] với tần số sóng mang của 3ghz. Chúng ta sử dụng các phiên bản tầm nhìn (los) và các phiên bản không phải los (nlos) được định nghĩa cho khoảng cách $\geq 10\text{m}$. chúng ta để G_t và G_r biểu thị cho ăng ten của ăng ten (in dbi) tại máy phát và bên nhận. Chúng ta bỏ qua fading để có một mô hình tắt định(thuật toán) và cho thấy sự khuếch đại của kênh β như một chức năng của khoảng cách d trong hình 2::

(23) xem ở chỗ 23 ở slide gốc nhé

Chúng ta bao gồm hình 2 để củng cố điểm mà một con số có vẻ nhỏ như -60db thực sự là rất lớn độ khuếch đại của kênh, trong khi các con số điển hình nằm trong tầm -70 để -110db . Chúng ta sử dụng (23) để tính các gtri thu đc của kênh dựa trên khoảng cách, giả sử ăng ten 5dbi có kích thước bằng nhau ở nguồn và irs / rơle, trong khi đích là một máy cầm tay với ăng ten omnidirectional với ăng ten 0dbi. Irs và rơle được triển khai để có kênh los angeles, và đích đến có kênh los angeles đến irs / rơle. Chúng ta có thể giả sử $\beta_{\text{IRS}} = \beta_{\text{sr}} \beta_{\text{rd}}$. Hơn nữa, có một kênh nlos giữa nguồn và đích, dẫn đến một kênh yếu hơn và thúc đẩy việc sử dụng irs hoặc rơle để hỗ trợ truyền tải.

Hình 4 cho thấy năng lượng truyền được cần để đạt được tốc độ $R^- = 4\text{bit/s/hz}$ hoặc $R^- = 6\text{bit/s/hz}$. Băng thông là $B = 10\text{Mhz}$, điện nhiễu tương ứng là

4If $[\mathbf{h}_{\text{sr}}]_n [\mathbf{h}_{\text{rd}}]_n$ for $n = 1, \dots, N$ là realizations từ các biến ngẫu nhiên độc lập và phân tán, then $\beta_{\text{IRS}} \rightarrow E\{[\mathbf{h}_{\text{sr}}]_n [\mathbf{h}_{\text{rd}}]_n\}$ as $\sqrt{N} \rightarrow \infty$ dựa trên số lớn. Cận trên có thể bằng $\beta_{\text{sr}} \beta_{\text{rd}}$ since the IRS is deployed at the same location as the relay.

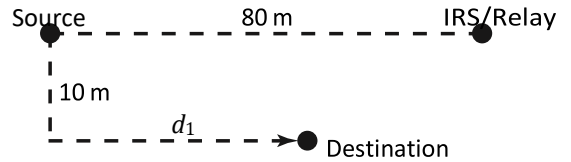
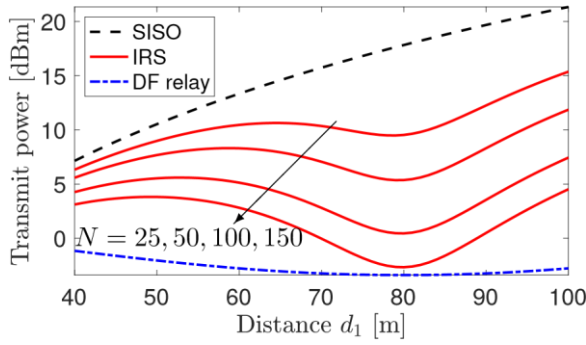
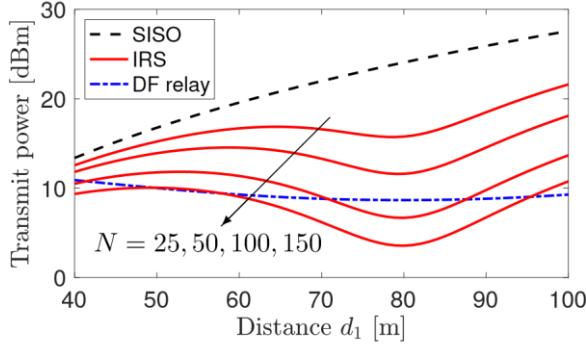


Fig. 3: The simulation setup where d_1 is a variable.

(a) $\bar{R} = 4 \text{ bit/s/Hz}$.(b) $\bar{R} = 6 \text{ bit/s/Hz}$.

Hình 4: nguồn điện cần thiết để đạt được tốc độ \bar{R} trong trường hợp được trình bày trong hình 3, như một hàm của khoảng cách d_1 .

-94dbm, và $\alpha = 1$ Con số này cho thấy các kết quả cho trường hợp siso, df chuyển tiếp (không có phương pháp lựa chọn phương thức và một cực thuế với irs $N \in \{25, 50, 100, 150\}$ Trong trường hợp $\bar{R} = 4 \text{ bit/s/Hz}$, trường hợp siso yêu cầu quyền năng cao nhất trong khi trường hợp df chuyển tiếp yêu cầu ít điện nhất ở tất cả các vị trí được xem xét của đích. Công suất truyền tải cần trong trường hợp irs làm giảm N tăng và khoảng cách với các trường hợp chuyển tiếp df là nhỏ nhất khi đích đến là gần nguồn hoặc với irs. Bằng cách sử dụng (15), chúng ta có được điều đó $N > 164$ yêu cầu nếu irs nên giỏi hơn df chuyển tiếp $d_1 = 80\text{m}$.

Các cường độ truyền cao hơn cần thiết trong hình 4 (b), nơi tốc độ tăng lên $\bar{R} = 6 \text{ bit/s/Hz}$. Trường hợp của irs trở nên khó khăn hơn nó đòi hỏi quyền lực ít nhất khi đích đến gần nguồn, trong khi 'chỉ' $N > 76$ cần thiết để tốt hơn khi chuyển tiếp $d_1 = 80\text{m}$. lý do mà việc chuyển tiếp mất đi một số lợi thế của nó là nó phải có một số lượng lớn hơn trong trường hợp irs do $1/2$ Prelog penalty, quyền lực bắt buộc tăng nhanh hơn \bar{R} với việc chuyển tiếp.

A. Hiệu Suất Năng Lượng

Nó được trình bày ở [11] rằng một irs có thể cải thiện hiệu suất năng lượng (ee), được định nghĩa là $B \cdot P / P_{\text{tổng}}$ cộng. Chúng ta sẽ có

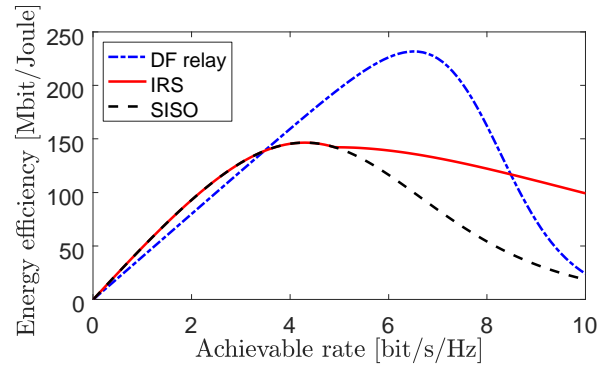


Fig. 5: The energy efficiency as a function of the rate \bar{R} .

phân tích tương tự bằng cách sử dụng các mô hình ở sec. iii - b $v = 0.5, P_s = P_d = P_r = 100\text{mw}, P_e = 5\text{mw}$ [11] và $d_1 = 70\text{m}$. hình 5 cho thấy ee là một hàm của \bar{R} . Số phần tử trong IRS, N , được tối ưu hóa để tối đa EE sử dụng đề xuất 3. Trường hợp siso cung cấp ee cao nhất $\bar{R} \in (0, 3.47] \text{ bit/s/Hz}$, trong khi trường hợp df sẽ cung cấp ee cao nhất cho $\bar{R} \in (3.47, 8.48] \text{ bit/s/Hz}$. Chỉ là $\bar{R} > 4.9 \text{ bit/s/Hz}$ mà irs có $N_{\text{chọn lựa}} > 0$ và nó chỉ dành cho $\bar{R} > 8.48 \text{ bit/s/Hz}$ mà nó cung cấp ee cao hơn df chuyển tiếp. Do đó, một hệ thống chuyển đổi giữa các siso và các phương thức chuyển tiếp được ưa chuộng hơn cả trong việc giảm thiểu năng lượng truyền tải và tối đa hóa hiệu suất năng lượng, trừ khi có tỷ lệ rất cao.

V. CONCLUSION AND DISCUSSION

Chúng ta đã so sánh sự lặp lại cổ điển - mã hóa df chuyển tiếp với khái niệm mới về IRSs. Quan sát mấu chốt là một IRS cần hàng trăm phần tử reconfigurable (mỗi kích thước của một ăng ten) để được xem là các kênh chuyển đổi và tần suất lý tưởng, là hai giả định có lợi cho IRS. Lý do là nguồn truyền tải điện phải đi qua hai kênh để đạt đến đích, dẫn đến một kênh thu nhỏ $\beta_{sr}\beta_{rd}$ mỗi phần tử trong IRS—the SNR trở thành tương tự như việc khuếch đại và chuyển tiếp chuyển tiếp không có khuếch đại. Do đó, IRS cần nhiều yếu tố để bù đắp cho mức độ tăng thấp. Ngược lại, với df chuyển tiếp, đầu tiên chúng ta truyền qua một kênh có lợi β_{sr} và truyền lại một lần nữa trên một kênh có lợi β_{rd} . Trong khi số lượng lớn các phần tử là một điểm yếu của IRSs, thì lợi thế là một cơ sở của IRS đòi hỏi không có bộ khuếch đại điện trong lý tưởng của nó, trong thực tế, các thành phần hoạt động được cần cho chuyển đổi pha thích ứng. Ngay cả khi tiêu tán năng lượng cho mỗi phần tử thấp, tổng quyền lực cũng là nonnegligible. Irs chỉ đạt được ee cao hơn df chuyển tiếp nếu rất cần thiết. Lưu ý rằng chúng ta chỉ xem xét các df được mã hóa lặp lại, nhưng các giao thức df khác đạt tốc độ cao hơn bằng cách tối ưu hóa việc mã hóa của hai hop và, vì thế thậm chí có tính cạnh tranh hơn so với [18].

Sự thật là nguồn và đích được tách ra khỏi irs là chìa khóa chính cho phép kiểm soát các environment—but lan truyền for the large pathlosses. Classical reflectarrays are using nearby sources equipped with high-gain horn antennas to manage the pathloss [2]. Although the IRS will be larger than a relay, it is important to notice that an IRS with hundreds of các

yếu tố cần thiết để di chuyển tiếp trong mô phỏng của tờ giấy này, có thể vẫn còn khá nhỏ kể từ khi mỗi phần tử được giả định có kích thước bước sóng con], [4]. Nói chung, tổng kích thước của IRS (và không phải số lượng phần tử hoặc kích thước cá nhân) xác định pathloss, như được giải thích chi tiết trong [13]. Đối với kích thước được xem xét trong bài báo này, IRS sẽ không hoạt động như một bộ phản xạ gương mặt nhưng phản ánh làn sóng sự cố như một beam; tuy nhiên, có những trường hợp khác có thể xảy ra, đặc biệt khi hoạt động trong phạm vi THz.

Reproducible research: The simulation code can be downloaded from <https://github.com/emilbjornson/IRS-relaying>

REFERENCES

- [1] J. Huang, *Reflectarray Antenna*. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [2] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 2, pp. 287–296, 1997.
- [3] D. Headland, T. Niu, E. Carrasco, D. Abbott, S. Sriram, M. Bhaskaran, C. Fumeaux, and W. Withayachumnankul, "Terahertz reflectarrays and nonuniform metasurfaces," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 23, no. 4, 2017.
- [4] N. M. Estakhri and A. Alú, "Wave-front transformation with gradient metasurfaces," *Phys. Rev. X*, vol. 6, p. 041008, 2016.
- [5] Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2019, to appear.
- [6] —, "Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network," *CoRR*, vol. abs/1905.00152, 2019.
- [7] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliaridou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, "A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 9, pp. 162–169, 2018.
- [8] E. Björnson, L. Sanguinetti, H. Wymeersch, J. Hoydis, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO is a reality—What is next? Five promising research directions for antenna arrays," *Digital Signal Processing*, 2019, to appear.
- [9] M. D. Renzo, M. Debbah, D.-T. Phan-Huy, A. Zappone, M.-S. Alouini, C. Yuen, V. Sciancalepore, G. C. Alexandropoulos, J. Hoydis, H. Gacanin, J. de Rosny, A. Bounceu, G. Leroosey, and M. Fink, "Smart radio environments empowered by reconfigurable AI metasurfaces: an idea whose time has come," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2019:129, 2019.
- [10] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.
- [11] C. Huang, A. Zappone, G. C. Alexandropoulos, M. Debbah, and C. Yuen, "Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 8, pp. 4157–4170, 2019.
- [12] G. Farhadi and N. C. Beaulieu, "On the ergodic capacity of multi-hop wireless relaying systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 5, pp. 2286–2291, 2009.
- [13] O. Özdogan, E. Björnson, and E. G. Larsson, "Intelligent reflecting surfaces: Physics, propagation, and pathloss modeling," *arXiv*, vol. abs/1911.03359, 2019.
- [14] Q. Nadeem, A. Kammoun, A. Chaaban, M. Debbah, and M.-S. Alouini, "Asymptotic analysis of large intelligent surface assisted MIMO communication," *CoRR*, vol. abs/1903.08127, 2019.
- [15] Z.-Q. He and X. Yuan, "Cascaded channel estimation for large intelligent metasurface assisted massive MIMO," *CoRR*, vol. abs/1905.07948, 2019.
- [16] E. Björnson and L. Sanguinetti, "Demystifying the power scaling law of intelligent reflecting surfaces and metasurfaces," in *Proc. IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, 2019.
- [17] *Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9)*. 3GPP TS 36.814, Mar. 2010.
- [18] M. N. Khormuji and E. G. Larsson, "Cooperative transmission based on decode-and-forward relaying with partial repetition coding," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 8, no. 4, pp. 1716–1725, 2009.