

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN CỦA LUẬN ÁN

Nội dung Luận án trước hết đã giới thiệu khái quát những kiến thức cơ bản liên quan trực tiếp đến quá trình thực hiện đề tài. Trình bày mô hình kênh SISO, MIMO và mô hình kênh sử dụng phương pháp SVD. Giới thiệu mô hình mã hóa trước và san bằng, các kỹ thuật xử lý chính trong hệ thống MIMO nhằm nâng cao hiệu quả truyền dẫn. Ngoài ra, các công trình liên quan trực tiếp đến nội dung Luận án cũng được nghiên cứu. Trên cơ sở đó, Nghiên cứu sinh đã đề xuất các kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO ISI và hệ thống MIMO FBMC. Ngoài ra, Nghiên cứu sinh còn phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo cho hệ thống MIMO đa đường. Cuối cùng, nêu một số kết quả đạt được của Luận án cũng như đề xuất một số hướng nghiên cứu tiếp theo.

Một số kết quả đạt được của luận án

1. Đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng thông qua sử dụng chia sẻ độ dư của kênh SISO cho kênh MIMO ISI [CT1, CT2, CT3], đồng thời phân tích và đánh giá chất lượng của hệ thống theo ảnh hưởng của thông tin kênh truyền (CSI) [CT4, CT5].
2. Đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng dựa trên thuật toán cân bằng lỗi và thuật toán đổ nước cho hệ thống MIMO-FBMC-OQAM nhằm cải thiện BER và thông lượng của hệ thống [CT6, CT7].

Hướng phát triển của luận án

1. Nghiên cứu và phát triển các phương pháp thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng cho các hệ thống Massive MIMO hay sóng milimet;
2. Nghiên cứu đánh giá độ phức tạp và đề xuất các sơ đồ có độ phức tạp thấp hơn cho hệ thống MIMO ISI;
3. Nghiên cứu đánh giá phẩm chất hệ thống đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc trong môi trường pha-đỉnh đa đường;
4. Nghiên cứu các kỹ thuật xử lý cho các hệ thống thống đa sóng mang thể hệ mới như Generalized frequency division multiplexing (GFDM) và Universal-filtered multi-carrier (UFMC).

MỞ ĐẦU

1. Động lực nghiên cứu:

Cách mạng công nghiệp 4.0 đã mở ra một kỷ nguyên mới trong các hệ thống thông tin vô tuyến để hỗ trợ triển khai mạng lưới vạn vật kết nối Internet (IoT: Internet of Things) của các thiết bị đầu cuối như cảm biến, máy tính cá nhân, điện thoại thông minh,... Trong đó, với sự tăng nhanh về số lượng của các thiết bị di động thông minh và nhu cầu sử dụng các dịch vụ đa phương tiện dẫn tới yêu cầu truyền dẫn tốc độ cao của các hệ thống thông tin vô tuyến cũng không ngừng tăng lên theo cấp số nhân.

Nhằm đáp ứng nhu cầu sử dụng lưu lượng dữ liệu ngày càng tăng, một trong những kỹ thuật được các nhà khoa học quan tâm nghiên cứu và từng bước ứng dụng cho các hệ thống thông tin vô tuyến là kỹ thuật truyền dẫn đa sóng mang. Về bản chất, có thể coi truyền dẫn đa sóng mang là chia nhỏ băng tần thành nhiều băng tần con, khi đó mỗi băng tần con có thể coi là phẳng và do vậy sẽ dễ dàng hơn khi kết hợp với một số kỹ thuật xử lý tín hiệu khác nhau để cải thiện chất lượng hệ thống thông tin. Kỹ thuật OFDM là một trường hợp đặc biệt của truyền dẫn đa sóng mang, có nhiều ưu điểm và đã được sử dụng trong tiêu chuẩn của hệ thống thông tin 4G. Tuy nhiên, kỹ thuật OFDM vẫn còn một số nhược điểm mà chưa thể đáp ứng được yêu cầu của mạng thế hệ mới như: tỷ số công suất đỉnh trên trung bình vẫn lớn, dẫn đến méo phi tuyến ở các bộ khuếch đại công suất; giảm hiệu suất đường truyền vì sử dụng khoảng bảo vệ dưới dạng chèn các ký tự 0 hoặc tiền tố vòng. Đặc biệt, kỹ thuật OFDM yêu cầu sử dụng các sóng mang con trực giao nên khá nhạy cảm với hiệu ứng Doppler cũng như hiện tượng dịch tần và dịch thời gian. Để khắc phục các nhược điểm này, hiện nay có nhiều nghiên cứu đã đề xuất thêm một số kỹ thuật xử lý tín hiệu khác nhau mà không cần sử dụng khoảng bảo vệ cũng như không cần sử dụng tập tín hiệu có phổ tần số trực giao. Một số công trình nghiên cứu đã chỉ ra rằng khi không sử dụng khoảng bảo vệ có thể dùng các kỹ thuật mã hóa trước và san bằng để tận dụng được năng lượng kênh, nâng cao hiệu quả phổ và tăng tốc độ đường truyền mà vẫn loại bỏ được nhiễu ISI và ICI.

Ngoài ra, một hướng khác để cải tiến các hệ thống thế hệ mới là các kỹ thuật FBMC được các nhóm nghiên cứu của Chang, Saltzberg và Hiroshaki đề

xuất và phát triển. Những năm gần đây, cũng có một số công trình đã nghiên cứu và đề xuất các phương pháp thiết kế mã hóa trước và san bằng để cải thiện chất lượng truyền dẫn cho các hệ thống MIMO FBMC. Đối với kỹ thuật FBMC, một trong những ý tưởng cơ bản là dùng bộ lọc để tạo ra phổ tần trực giao cho luồng dữ liệu con, do đó mà kỹ thuật FBMC không cần dùng xung vuông để tạo ra phổ tần dạng trực giao như trong kỹ thuật OFDM. Hơn nữa, kỹ thuật FBMC cũng không sử dụng khoảng bảo vệ để loại bỏ ISI mà thay vào đó sử dụng một lượng sóng mang đủ lớn để các kênh con được coi là phẳng, điều này giúp tận dụng năng lượng của kênh. Trong kỹ thuật FBMC, với các thiết kế sử dụng bộ lọc mẫu phù hợp có thể thực hiện truyền tín hiệu ở tốc độ cao mà vẫn có thể tái tạo được tín hiệu gần như hoàn hảo cũng như loại bỏ được nhiễu ISI và ICI.

Do vậy, việc kết hợp kỹ thuật mã hóa trước và san bằng với kỹ thuật điều chế đa sóng mang thế hệ mới là một hướng nghiên cứu có nhiều triển vọng cho các hệ thống thông tin tiên tiến. Với mục đích đề xuất các kỹ thuật thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng có khả năng tận dụng tối đa năng lượng kênh hoặc phẩm chất BER cho hệ thống FBMC thế hệ mới, nghiên cứu sinh đã lựa chọn và thực hiện đề tài: “*Nghiên cứu kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho các hệ thống thông tin MIMO, đa sóng mang thế hệ mới*”. Đề tài sẽ góp phần hoàn thiện cơ sở lý thuyết, nâng cao chất lượng hệ thống thông tin trên nền tảng hệ thống MIMO và làm tiền đề cho quá trình áp dụng vào các công nghệ thông tin vô tuyến trong tương lai.

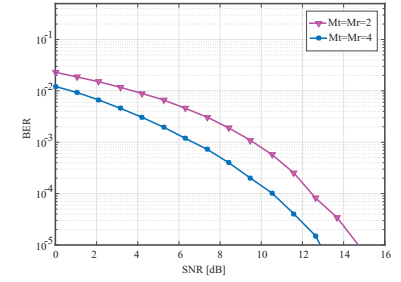
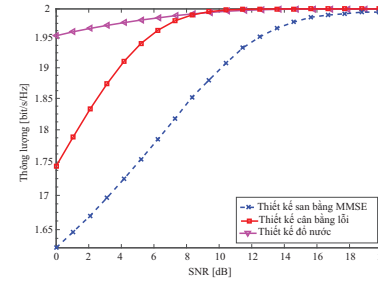
2. Các đóng góp của luận án:

1. Xây dựng mô hình và đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng thông qua sử dụng chia sẻ độ dư của kênh SISO cho hệ thống MIMO ISI [CT1, CT2, CT3], sau đó phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI cho các kênh MIMO ISI [CT4, CT5].
2. Đề xuất giải pháp kết hợp mã hóa trước và san bằng dựa trên thuật toán cân bằng lỗi và thuật toán đổ nước cho hệ thống MIMO-FBMC-OQAM nhằm cải thiện BER và thông lượng của hệ thống [CT6, CT7].

3. Bố cục luận án:

Luận án được tổ chức như sau: Mở đầu; 3 chương nội dung; Kết luận và hướng nghiên cứu tương lai; Phụ lục và Danh mục các công trình nghiên cứu.

4) với hệ số bộ lọc $K = 4$. Kết quả trên Hình 3.7 cho thấy phẩm chất BER của phương pháp đề xuất cân bằng lỗi vẫn tốt hơn so với hai phương pháp thiết kế MMSE và ZF. Thêm vào đó, ta cũng thấy rằng khi tăng số lượng ăng-ten lên (4, 4) thì phẩm chất BER của các thiết kế giảm xuống và khoảng cách đường cong mô tả phẩm chất BER giữa các thiết kế cũng hẹp hơn so với các trường hợp hệ thống sử dụng số ăng-ten phát và ăng-ten bằng (2, 2).

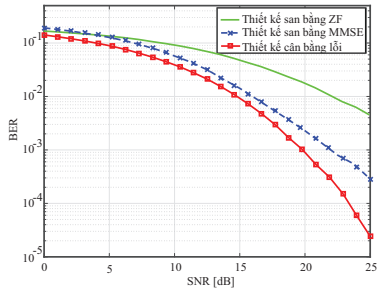


Hình 3.9: Thông lượng các thiết kế. Hình 3.10: BER của thiết kế đổ nước.

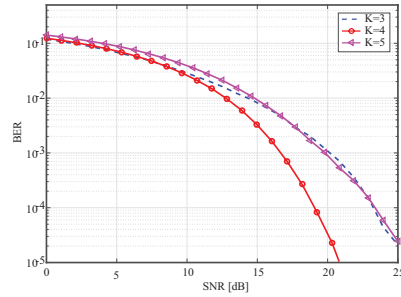
Cuối cùng, Nghiên cứu sinh tiến hành so sánh phẩm chất BER và thông lượng của các thiết kế đổ nước, cân bằng lỗi và MMSE như mô tả lần lượt trên các Hình 3.8 và 3.9. Từ hai hình này cho thấy, phẩm chất BER hay thông lượng hệ thống của thiết kế đề xuất đổ nước là tốt nhất còn thiết kế MMSE cho kết quả nhỏ nhất.

3.4 Kết luận chương

Trong chương này đã trình bày hai kỹ thuật san bằng cơ bản MMSE và ZF trong hệ thống MIMO đa sóng mang sử dụng giàn bộ lọc với điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian, sau đó đề xuất các phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC dựa trên các thuật toán phân bổ công suất phát. Các kết quả nghiên cứu chỉ ra rằng thiết kế đề xuất nhận được phẩm chất BER tốt hơn và thông lượng của hệ thống cũng tăng lên đáng so với hai thiết kế MMSE và ZF. Ngoài ra, phẩm chất BER của hệ thống MIMO FBMC sử dụng bộ lọc mẫu PHYDAS với hệ số chồng lấn $K = 4$ có độ tăng ích SNR lớn nhất. Các phương pháp thiết kế đề xuất mới này có ý nghĩa quan trọng khi được triển khai áp dụng trong thực tế và góp phần nâng cao chất lượng truyền dẫn cho các hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ mới.

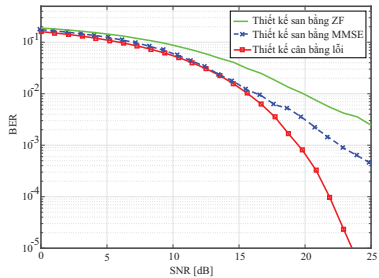


Hình 3.5: BER của các thiết kế với $K=5$.

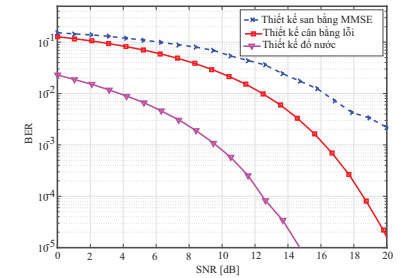


Hình 3.6: BER của thiết kế đề xuất với $K = 3, 4$ và 5 .

Vẫn giữ nguyên các tham số cài đặt nhưng hệ số chồng lấn được thay đổi lần lượt $K = 4$ và 5 . Kết quả mô tả phẩm chất BER hệ thống của thiết kế đề xuất cân bằng lỗi vẫn tốt hơn so với hai phương pháp thiết kế còn lại. Điều này cho thấy thiết kế đề xuất đã cải thiện đáng kể chất lượng truyền dẫn trong các hệ thống MIMO FBMC. Cụ thể, khi quan sát lần lượt các Hình 3.4 và 3.5, nếu ta so sánh thiết kế đề xuất cân bằng lỗi với thiết kế san bằng MMSE. Rõ ràng tại mức tổng SNR bằng 20 dB thì phẩm chất BER hệ thống của thiết kế đề xuất cân bằng lỗi tương ứng là 3.10^{-5} và 10^{-3} còn thiết kế MMSE đều khoảng 2.10^{-3} . Ngoài ra, trên Hình 3.6 mô tả phẩm chất BER của thiết kế cân bằng lỗi cũng cho thấy rằng trong các hệ thống MIMO FBMC-OQAM khi sử dụng bộ lọc mẫu với hệ số $K = 4$ thì độ lợi SNR tốt hơn so với các hệ số còn lại.



Hình 3.7: BER của các thiết kế với $M_T=M_R = 4$.



Hình 3.8: BER của các thiết kế với $M_T=M_R=2$.

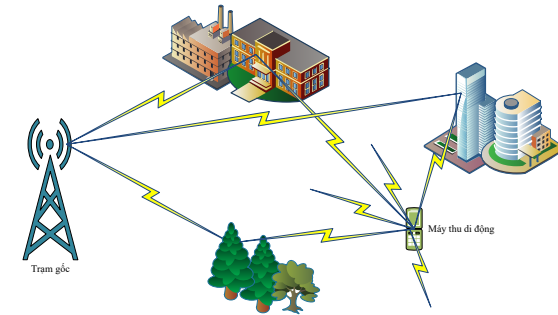
Tiếp theo, Nghiên cứu sinh tiến hành so sánh phẩm chất BER của ba phương pháp thiết kế trên khi tăng số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu lên bằng (4,

Chương 1

GIỚI THIỆU CHUNG

1.1 Mô hình kênh đa đường

Kênh thông tin liên lạc vô tuyến, đặc biệt là các kênh trong nhà thường được đặc trưng bởi tính chất truyền sóng đa đường. Trong quá trình lan truyền sóng có L_p đường khác nhau, các sóng vô tuyến chịu ảnh hưởng chủ yếu bởi ba hiện tượng vật lý là phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ gây ra bởi các vật cản nằm trên đường đi của tín hiệu từ máy phát đến máy thu như mô tả trong Hình 1.1. Các hiện tượng này sẽ tác động trực tiếp đến chất lượng các hệ thống thông tin vô tuyến. Những hiện tượng này ban đầu được coi như một trở ngại lớn trong quá trình truyền dẫn tín hiệu, nhưng sau này đã trở thành một đặc trưng phân tập mong muốn được sử dụng nhằm nâng cao chất lượng tín hiệu.

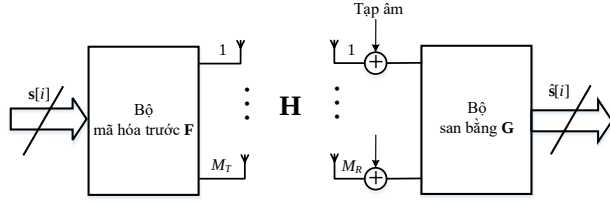


Hình 1.1: Mô hình truyền sóng đa đường.

1.2 Mô hình hệ thống kết hợp mã hóa trước và san bằng

1.2.1 Mô hình hệ thống MIMO kết hợp mã hóa trước và san bằng

Đối với các sơ đồ thiết kế kết hợp giữa máy phát và máy thu hay gọi là các sơ đồ thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng thì chất lượng truyền dẫn phụ thuộc vào các giá trị riêng kênh truyền và phương pháp sử dụng độ dư của hệ thống. Mô hình hệ thống MIMO được thiết kế kết hợp với bộ mã hóa trước và san bằng cho kênh trải trễ được mô tả như Hình 1.2, ta có phương trình tổng



Hình 1.2: Mô hình thiết kế kết hợp bộ mã hóa trước và san bằng.

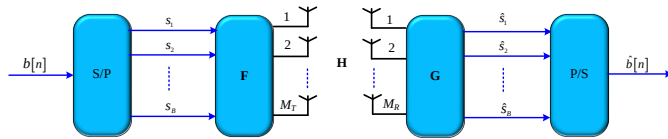
quát được tính như sau:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{G}\mathbf{n} \quad (1.1)$$

Trong đó, $\mathbf{H}$ là ma trận kênh có kích thước $(Q + L - 1)M_R \times (Q + L - 1)M_T$, $\mathbf{F}$ là ma trận mã hóa trước có kích thước $(Q + L - 1)M_T \times QM_T$, $\mathbf{G}$ là ma trận san bằng có kích thước $QM_T \times (Q + L - 1)M_R$ và $\mathbf{n}$ là véc-tơ tập âm có kích thước $(Q + L - 1)M_R \times 1$.

1.2.2 Mô hình hệ thống sử dụng phương pháp SVD

Trong phần này ta sẽ phân tích một hệ thống thông tin MIMO sử dụng phương pháp SVD. Hình 1.3 mô tả sơ đồ khối của mô hình hệ thống MIMO

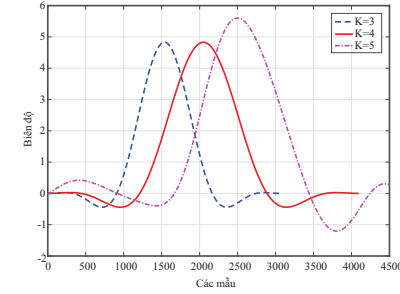


Hình 1.3: Sơ đồ tổng quát cho các trường hợp pha-đỉnh phẳng.

dưới tác động pha-đỉnh phẳng, trong đó có M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu. Với một luồng symbol $b[n]$ đầu vào đi đến bộ chuyển đổi nối tiếp song. Bộ chuyển đổi nối tiếp - song đơn giản được sử dụng để chia một luồng dữ liệu vào thành một tập hợp $B(s_1, \dots, s_p)$ các luồng con để đưa vào bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$, bộ mã hóa trước này cùng với bộ san bằng $\mathbf{G}$ ở phía thu là thành phần cốt lõi để thực hiện các kỹ thuật tối ưu hóa cho việc truyền dẫn. Sau khi các luồng con $(s_1, \dots, s_B)$ được xử lý bởi bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ sẽ phát trên kênh truyền. Ở phía thu, các luồng con này sẽ được xử lý theo quy trình ngược

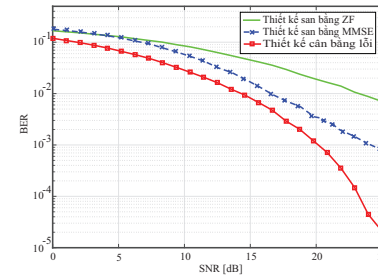
3.3 Kết quả mô phỏng

Trước hết, Nghiên cứu sinh mô phỏng đặc tính đáp ứng xung của bộ lọc mẫu. Bộ lọc mẫu được sử dụng tại máy phát và máy thu theo thiết kế bộ lọc mẫu PHYDAS. Trong các hệ thống FBMC, bộ lọc mẫu là một thành phần chính và có các thuộc tính ảnh hưởng đến chất lượng của giàn bộ lọc. Từ kết

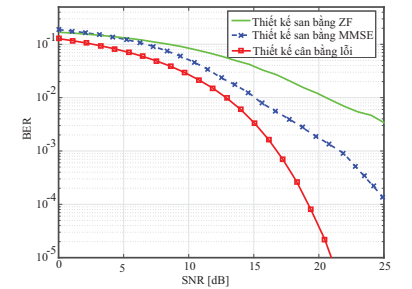


Hình 3.2: Đáp ứng xung của bộ lọc mẫu với $K=3, 4$ và 5 .

quả Hình 3.2 mô tả đáp ứng xung của bộ lọc mẫu PHYDAS, ta thấy rằng trong ba trường hợp với các hệ số chồng lấn khác nhau $K = 3, 4$ hoặc 5 thì trường hợp $K=5$ có biên độ đáp ứng xung lớn nhất. Trong khi đó, với các trường hợp $K = 3$ hoặc 4 , mặc dù có biên độ đáp ứng xung nhỏ hơn nhưng lại cho đặc tính trải phổ tốt hơn so với trường hợp $K = 5$.



Hình 3.3: BER của các thiết kế với $M_T = M_R = 2$ và $K=3$.



Hình 3.4: BER của các thiết kế với $K=4$.

Hình 3.3 mô tả phẩm chất BER của thiết kế đề xuất cân bằng lỗi với các thiết kế san bằng MMSE và ZF, trong trường hợp có số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu là $(2, 2)$ với hệ số chồng lấn $K = 3$. Rõ ràng thiết kế đề xuất kết hợp mã hóa trước và san bằng theo phương pháp cân bằng lỗi có phẩm chất BER tốt hơn so với hai phương pháp MMSE và ZF.

Thế $\mathbf{W}$ phương trình (3.12) vào (3.13) và (3.14). Từ đó ta tính được giá trị của các phần tử trên đường chéo chính của Φ_f và Φ_g như sau:

$$\Phi_f = \gamma^{1/2} \Lambda^{-1/2} \quad (3.15)$$

$$\Phi_g = \gamma^{1/2} (1 + \gamma)^{-1} \Lambda^{-1/2} \quad (3.16)$$

Các ma trận $\mathbf{F}$ và $\mathbf{G}$ sẽ được tính lần lượt như sau:

$$\mathbf{F} = \mathbf{V} \Phi_f, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{G} = \Phi_g \mathbf{V}^H \mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1}. \quad (3.18)$$

b. Thiết kế đổ nước

Thiết kế đổ nước được thực hiện bằng cách, trong biểu thức (3.7) ta chọn trọng số $\mathbf{W} = \mathbf{I}$. Với lựa chọn này, các phần tử trên đường chéo chính của các ma trận Φ_f và Φ_g sẽ được tính lần lượt theo các phương trình sau:

$$\Phi_f = \left(\mu^{-1/2} \Lambda^{-1/2} - \Lambda^{-1} \right)_+^{1/2} \quad (3.19)$$

$$\Phi_g = \left(\mu^{1/2} \Lambda^{-1/2} - \mu \Lambda^{-1} \right)_+^{1/2} \Lambda^{-1/2} \quad (3.20)$$

ở đây, μ được tính theo phương trình (3.10) và được biểu diễn lại như sau:

$$\mu^{1/2} = \frac{\text{tr}(\Lambda^{-1/2})}{\text{tr}(\Lambda^{-1}) + \rho_0} \quad (3.21)$$

Biểu thức μ của phương trình (3.21) có thể viết theo phương trình sau:

$$\mu^{1/2} = \frac{\sum_{i=1}^k (\lambda_i^{-1/2})}{p_0 + \sum_{i=1}^k (\lambda_i^{-1})}, \quad (3.22)$$

Đặt $\Phi_f = \text{diag}([\phi_{f1}, \phi_{f2}, \dots, \phi_{fS}])$. Quy trình xử lý lặp lại được khởi tạo với $k = S$ để tính giá trị của Φ_f . Chính sách phân bổ công suất theo thiết kế đổ nước được thực hiện như sau:

Bước 1: Giả sử $\mu \leq \lambda_k$, các phần tử trên đường chéo chính của ma trận Φ_f được tính theo phương trình (3.19), áp dụng $\phi_{f,i} \geq 0$ với $i = 1, 2, \dots, k$. Nếu $\mu \leq \rho_k$ thì quy trình dừng lại; trường hợp khác chuyển sang bước 2.

Bước 2: Đặt $\phi_{j,k} = 0$ và $k = k - 1$. Chuyển về bước 1.

Có thể thấy rằng sau mỗi lần lặp lại bổ sung, công suất sẽ được phân bổ cho một trong các trị riêng mạnh hơn. Vì có tổng S các trị riêng nên việc lặp lại sẽ kết thúc ngay tại các bước $S - 1$. Trong quá trình như vậy toàn bộ công suất chỉ được phân bổ cho giá trị riêng lớn nhất.

lại. Như vậy, sau khi tín hiệu thu được xử lý bởi bộ san bằng $\mathbf{G}$, các symbol $(\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_B)$ đi qua bộ chuyển đổi song song - nối tiếp được ghép thành một luồng symbol $\hat{b}[n]$ đầu ra.

1.3 Mô hình hệ thống FBMC-OQAM

1.3.1 Giàn bộ lọc

Giàn bộ lọc là một dãy các bộ lọc mà được áp dụng để tổng hợp các tín hiệu đa sóng mang tại máy phát và phân tách các tín hiệu thu được tại máy thu. Trong phần này, sẽ trình bày về giàn bộ lọc tổng hợp và giàn bộ lọc phân tách tín hiệu trong hệ thống FBMC.

a. Giàn bộ lọc tổng hợp

Khi có một tín hiệu $x(t)$ đi qua bộ lọc, ta có một đáp ứng xung tương ứng $h(t)$ và tín hiệu đầu ra được biểu diễn như sau:

$$s = h * x \quad (1.2)$$

ở đây $*$ được ký hiệu là tích chập tuyến tính. Tổng hợp tín hiệu đầu ra của giàn bộ lọc có thể được biểu diễn như sau:

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N_c} h_n(t) * x_n(t) \quad (1.3)$$

b. Giàn bộ lọc phân tách

Bỏ qua sự suy giảm kênh truyền, tín hiệu đầu vào khối AFB bằng tín hiệu phát của khối SFB; nói cách khác, $r(t) = s(t)$. Với một bộ lọc phân tách g_k bất kỳ, tín hiệu đầu ra liên tục theo thời gian sau khi lọc có thể được tính bởi phương trình sau:

$$\begin{aligned} y_k &= g_k * r \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} X_{m,n} p_R * p_T(t - mT) e^{2\pi j n \Delta f t + j \phi_n} e^{-2\pi j k \Delta f t + j \phi_k} \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} X_{m,n} p_R * p_T(t - mT) e^{2\pi j (n-k) \Delta f t + j (\phi_n - \phi_k)} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Ở phía thu, để giải điều chế chính xác tín hiệu phát tại mỗi sóng mang con, ta cần thỏa mãn hai điều kiện sau:

1. Không có ICI trong miền tần số.
2. Không ISI trong miền thời gian.

1.3.2 Điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian

Điều chế OQAM được gọi là điều chế biên độ cầu phương dịch thời gian vì thuật ngữ “offset” phản ánh sự dịch chuyển thời gian của một nửa nghịch đảo khoảng cách các sóng mang con giữa phần thực và phần ảo của symbol phức. Trong nghiên cứu này, kỹ thuật điều chế OQAM dựa trên những nội dung cơ bản của hệ thống truyền dẫn QAM song song.

1.4 Các nghiên cứu liên quan

1.4.1 Nghiên cứu liên quan đến kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO ISI

Một trong những đặc tính kỹ thuật chính để nâng cao chất lượng truyền dẫn trong hệ thống thông tin đó là truyền dẫn khối. Tuy nhiên, việc truyền dẫn khối thông qua kênh SISO hoặc kênh MIMO phải đối diện với nhiễu ISI, điều này có thể làm giảm hiệu quả băng thông do thêm các khoảng bảo vệ dưới dạng ZP hoặc CP. Để giải quyết vấn đề này và cải thiện chất lượng hệ thống, về cơ bản ta có thể chia thành ba nhóm giải pháp kỹ thuật như sau: kỹ thuật mã hóa trước, kỹ thuật san bằng và kỹ thuật kết hợp mã hóa trước và san bằng.

1.4.2 Nghiên cứu liên quan đến kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC

Qua khảo sát các công trình nghiên cứu về các kỹ thuật đa sóng mang OFDM, FBMC, GFDM và UPMC. Ta có thể thấy rằng, so với các kỹ thuật đa sóng mang còn lại thì kỹ thuật FBMC có những đặc tính quan trọng như bức xạ ngoài băng thấp và không cần sử dụng tiền tố vòng hay chính là khoảng bảo vệ. Đây cũng là lý do mà được nhiều nhà khoa học quan tâm nghiên cứu về kỹ thuật FBMC cho hệ thống 5G, vì kỹ thuật FBMC có nhiều ưu điểm như hiệu quả sử dụng phổ, xử lý tín hiệu ở máy thu linh hoạt và tốc độ truyền dữ liệu cao.

1.5 Kết luận chương 1

Những kiến thức tổng quan của Chương 1 sẽ là cơ sở để Nghiên cứu sinh đề xuất các ý tưởng thiết kế kết hợp giữa máy thu và máy phát theo các phương pháp sử dụng độ dư hay các thuật toán phân bổ công suất cho các hệ thống MIMO ISI và MIMO FBMC.

luồng dữ liệu đầu vào cố định S . Bộ mã hóa trước và san bằng phải được thiết kế kết hợp sao cho đảm bảo SNR hay cung cấp xác suất lỗi bằng nhau trên mỗi sóng mang con. Áp dụng công thức tính xác suất lỗi cân bằng trên các kênh con. Thiết kế này được thực hiện theo phương trình như sau:

$$\mathbf{W}^{1/2} \mu^{-1/2} \mathbf{\Lambda}^{1/2} - \mathbf{I} = \gamma \mathbf{I} \quad (3.7)$$

trong đó, $\mathbf{W} = \text{diag}(w_1, w_2, \dots, w_S)$ là một ma trận trọng số có đường chéo dương, $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{C}^{S \times S}$ là ma trận đường chéo mà các giá trị đường chéo được tính bởi phần thực của phép phân tích SVD theo phương trình sau:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{H} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (3.8)$$

và γ là giá trị vô hướng. Từ phương trình (3.7), ma trận trọng số $\mathbf{W}$ được viết lại như sau:

$$\mathbf{W}^{1/2} = (1 + \gamma) \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mu^{1/2} \quad (3.9)$$

ở đây, μ là một hàm của $\mathbf{W}$ và được tính theo phương trình:

$$\mu^{1/2} = \frac{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{W}^{1/2})}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1}) + \rho_0} \quad (3.10)$$

Thế $\mathbf{W}$ từ (3.9) vào (3.10), ta tính được γ như sau:

$$\gamma = \frac{\rho_0}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1})} \quad (3.11)$$

Thay γ vào phương trình (3.9), ta tính được giá trị trọng số $\mathbf{W}$ như sau:

$$\mathbf{W}^{1/2} = \mu^{1/2} \left(\frac{\rho_0}{\text{tr}(\mathbf{\Lambda}^{-1})} + 1 \right) \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \quad (3.12)$$

Để thiết kế được $\mathbf{F}$ và $\mathbf{G}$ đảm bảo cân bằng lỗi giữa các kênh con, các ma trận đường chéo Φ_f và Φ_g tương ứng của chúng có các phần tử nằm trên đường chéo chính được tính lần lượt theo các phương trình sau:

$$\Phi_f = \left(\mu^{-1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{W}^{1/2} - \mathbf{\Lambda}^{-1} \right)_+^{1/2} \quad (3.13)$$

$$\Phi_g = \left(\mu^{1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{W}^{-1/2} - \mu \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{W}^{-1} \right)_+^{1/2} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \quad (3.14)$$

như sau:

$$\mathbf{y}\mathbf{H}^{-1} = \mathbf{D} + \mathbf{n}\mathbf{H}^{-1} \quad (3.2)$$

Khi sử dụng bộ san bằng ZF để tách các symbol dữ liệu, cần có một ma trận $\mathbf{Z}_{ZF}$ thỏa mãn điều kiện $\mathbf{Z}_{ZF}\mathbf{H} = \mathbf{I}$ và được thực hiện bằng một ma trận giả nghịch đảo theo phương trình sau:

$$\mathbf{Z}_{ZF} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.3)$$

Tương tự như phương pháp san bằng ZF, ta có thể tính được ma trận san bằng MMSE như sau:

$$\mathbf{Z}_{MMSE} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_g^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.4)$$

Dễ dàng nhận thấy rằng ma trận san bằng MMSE chỉ khác ma trận san bằng ZF là có thêm thành phần công suất nhiễu σ_g^2 hay SNR. Do vậy, phương trình (3.4) có thể được viết lại như sau:

$$\mathbf{Z}_{MMSE} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{1}{SNR} \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.5)$$

Mặc dù cả hai phương pháp thiết kế này có độ phức tạp tính toán đơn giản nhưng thiết kế san bằng MMSE cũng được coi là thiết kế loại bỏ nhiễu tốt hơn ZF nhưng phương pháp thiết kế MMSE vẫn chịu là sự thỏa hiệp (trade-off) giữa việc loại bỏ nhiễu và công suất phát. Vì vậy, chất lượng truyền dẫn của hai phương pháp thiết kế này sẽ trở nên kém hiệu quả trong hệ thống MIMO FBMC nếu bị giới hạn công suất phát.

3.2.2 Đề xuất thiết kế kết hợp theo thuật toán phân bổ công suất

a. Thiết kế cân bằng lỗi

Theo thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng giữa máy phát và máy thu, ta có thể biểu diễn tín hiệu thu dưới dạng tổng quát như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{D} + \mathbf{G}\mathbf{n} \quad (3.6)$$

Xét điều kiện ràng buộc công suất phát p_0 trên mỗi sóng mang con. Để tối ưu các ma trận mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC với các

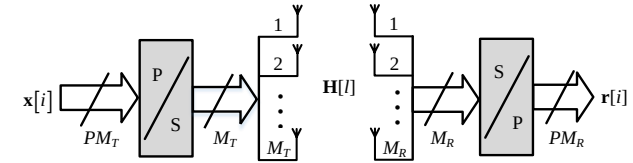
Chương 2

Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO ISI

2.1 Mô hình hệ thống MIMO ISI

2.1.1 Mô hình kênh

Xem xét với mô hình kênh MIMO ISI như Hình 2.1, ta có véc-tơ các mẫu



Hình 2.1: Mô hình kênh MIMO ISI.

tín hiệu ở đầu ra kênh là $\mathbf{r}[i]$ và được tính bởi phương trình sau:

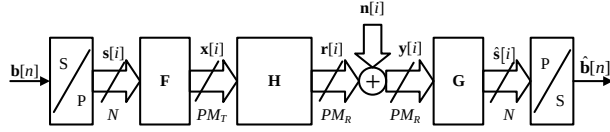
$$\mathbf{r}[i] = \mathbf{H}_0 \mathbf{x}[i] + \mathbf{H}_1 \mathbf{x}[i-1], \quad (2.1)$$

Trong đó, $\mathbf{H}_0$, $\mathbf{H}_1$ là các ma trận được cho bởi các phương trình sau:

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}[L] & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \cdots & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[0] \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[1] \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \ddots & \cdots & \mathbf{H}[L] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

2.1.2 Mô hình hệ thống tổng quát



Hình 2.2: Mô hình hệ thống thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng.

Các khối symbol đầu ra $\hat{s}[i]$ của hệ thống MIMO ISI trên Hình 2.2 được tính theo phương trình sau:

$$\hat{s}[i] = \mathbf{G}\mathbf{H}_0\mathbf{F}s[i] + \mathbf{G}\mathbf{H}_1\mathbf{F}s[i-1] + \mathbf{G}\mathbf{n}[i] \quad (2.4)$$

Trong đó, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{PM_T \times N}$ và $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times PM_R}$ được cho bởi các phương trình sau:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{N-1}[0] \\ F_0[1] & F_1[1] & \cdots & F_{N-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_0[PM_T-1] & F_1[PM_T-1] & \cdots & F_{N-1}[PM_T-1] \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_0[0] & G_1[0] & \cdots & G_{(PM_R-1)}[0] \\ G_0[1] & G_1[1] & \cdots & G_{(PM_R-1)}[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_0[N-1] & G_1[N-1] & \cdots & G_{(PM_R-1)}[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.2 Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng

2.2.1 Phương pháp sử dụng độ dư

- Phương pháp TZ:

Trong phương pháp này, bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ sẽ được thiết kế bằng cách chèn thêm vào LM_T hàng cuối cùng gồm toàn ký tự 0 và được biểu diễn bởi:

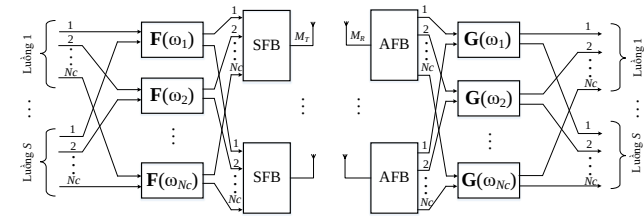
$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{N-1}[0] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_0[M-1] & F_1[M-1] & \cdots & F_{N-1}[M-1] \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Chương 3

Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho hệ thống MIMO FBMC

3.1 Mô hình hệ thống MIMO FBMC

Xem xét một mô hình hệ thống MIMO FBMC được mô tả như Hình 3.1 với M_T ăng-ten phát và M_R ăng-ten thu có S luồng dữ liệu khác nhau. Số lượng các sóng mang con N_c đủ lớn đối với độ trải trễ kênh truyền và có thể xem là phẳng trên mỗi băng tần để các bộ mã hóa trước và san bằng có thể thực hiện được tại mỗi sóng mang con. Mỗi một sóng mang con ở đây có khả năng truyền S luồng. Tại máy phát, ma trận mã hóa trước tại sóng mang con thứ N_c ký hiệu là $\mathbf{F}(\omega_{N_c}) \in \mathbb{C}^{M_T \times S}$. Tại máy thu, ma trận san bằng tại sóng mang con thứ N_c được ký hiệu là $\mathbf{G}(\omega_{N_c}) \in \mathbb{C}^{S \times M_R}$.



Hình 3.1: Mô hình hệ thống MIMO FBMC-OQAM với thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng làm việc trên mỗi kênh con.

Tín hiệu này được tạo ra bởi tín hiệu phát, nhiễu AWGN và ISI, và được biểu diễn dưới dạng tổng quát như sau:

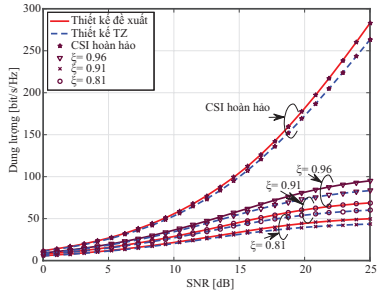
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{D} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

3.2 Kỹ thuật mã hóa trước và san bằng cho MIMO FBMC

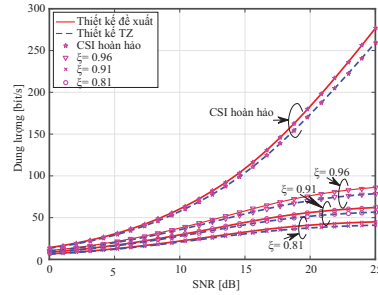
3.2.1 Kỹ thuật san bằng

Giả sử các cột trong ma trận kênh $\mathbf{H}$ độc lập tuyến tính, không tương quan và có số hạng đầy đủ sẽ tồn tại một ma trận nghịch đảo ở đầu thu. Áp dụng đáp ứng xung nghịch đảo của kênh truyền, phương trình (3.1) có thể trình bày

nhau. Nhìn chung, phẩm chất BER của thiết kế đề xuất thấp hơn đáng kể so với thiết kế TZ tại tất cả các giá trị chỉ số ước lượng kênh được xem xét như: $\xi = 0.81, 0.91, 0.96$ và 1 (CSI hoàn hảo). Ngoài ra, ta thấy rằng chỉ số ước lượng kênh tỷ lệ thuận với sự ảnh hưởng của phẩm chất BER, có nghĩa là chỉ số ước lượng kênh ξ càng cao thì phẩm chất BER hệ thống càng tốt, đặc biệt tại các mức có SNR cao. Điều này đúng với thực tế vì khi SNR tăng lên cùng với chỉ số ước lượng kênh càng tiến đến hoàn hảo thì sự ảnh hưởng bởi nhiễu càng giảm đi. Do đó, SINR của mỗi kênh con giảm mạnh so với SNR của kênh con trong điều kiện CSI hoàn hảo.



Hình 2.17: Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 30$.



Hình 2.18: Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 10$ và $P = 26$.

Tiếp theo, ta thấy rằng dung lượng hệ thống của thiết kế đề xuất cao hơn đáng kể so với thiết kế TZ trong tất cả các trường hợp L và P theo sự thay đổi của chỉ số ước lượng kênh ξ như được mô tả trên các Hình 2.16, 2.17 và 2.18.

2.4 Kết luận chương

Trong chương này, Nghiên cứu sinh đã phát triển một phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng từ kênh SISO ISI sang kênh MIMO ISI. Trên cơ sở đó, Nghiên cứu sinh tiến hành đề xuất một phương pháp thiết kế kết hợp mã hóa trước và san bằng có sử dụng độ dư một cách hợp lý giữa máy phát và máy thu hay chính là phương pháp thiết kế chia sẻ độ dư. Các kết quả nghiên cứu cho thấy thiết kế đề xuất có phẩm chất BER tốt hơn hay đạt được một độ lợi đáng kể so với phương pháp thiết kế không chia sẻ độ dư (TZ hoặc LZ). Thêm vào đó, Nghiên cứu sinh còn phân tích và đánh giá ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo cho kênh MIMO ISI dựa trên các phương pháp thiết kế sử dụng độ dư. Qua phân tích có thể thấy rằng chất lượng của hệ thống MIMO ISI có ảnh hưởng đáng kể đến CSI.

Theo thiết kế này, $\mathbf{F}_{TZ} \in \mathbb{C}^{(P-L)M_T \times N}$ được biểu diễn bởi:

$$\mathbf{F}_{TZ} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{(N-1)}[0] \\ F_0[1] & F_1[1] & \cdots & F_{(N-1)}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_0[M-1] & F_1[M-1] & \cdots & F_{(N-1)}[M-1] \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Khi đã loại bỏ được nhiễu ISI, lúc này phương trình (2.4) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{x}}[i] = \mathbf{G}_{TZ} \mathbf{H}_{TZ} \mathbf{F}_{TZ} \mathbf{x}[i] + \mathbf{G}_{TZ} \mathbf{n}[i]. \quad (2.9)$$

ở đây $\mathbf{H}_{TZ}$ chứa $(P-L)T$ cột đầu tiên của $\mathbf{H}_0$ và được tính như sau:

$$\mathbf{H}_{TZ} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}[L] & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & \mathbf{H}[0] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}[L] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

- Phương pháp LZ:

Đối với phương pháp LZ, trong khi $\mathbf{F}_{LZ} = \mathbf{F}$ thì $\mathbf{G}$ được chèn thêm vào LM_R cột đầu tiên gồm toàn ký tự 0 và được tính theo phương trình sau:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & G_0[0] & \cdots & G_{M-1}[0] \\ 0 & \cdots & 0 & G_0[1] & \cdots & G_{M-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & G_0[N-1] & \cdots & G_{M-1}[N-1] \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Khi đã loại bỏ được nhiễu ISI, phương trình (2.4) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{x}}[i] = \mathbf{G}_{LZ} \mathbf{H}_{LZ} \mathbf{F}_{LZ} \mathbf{x}[i] + \mathbf{G}_{LZ} \mathbf{n}[i]. \quad (2.12)$$

ở đây $\mathbf{H}_{LZ}$ chứa M hàng cuối cùng của $\mathbf{H}_0$ và được tính bởi phương trình sau:

$$\mathbf{H}_{LZ} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[0] \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

2.2.2 Đề xuất phương pháp chia sẻ độ dư

Thiết kế kết hợp $\mathbf{F}$ và $\mathbf{G}$ theo phương pháp chia sẻ độ dư được thực hiện bằng cách thay vì chèn LT hàng cuối cùng gồm toàn ký tự 0 vào bộ mã hóa trước $\mathbf{F}$ ở bên máy phát, ta chỉ chèn $KM_T = \lfloor \frac{LM_T}{2} \rfloor$ hàng cuối cùng gồm toàn ký tự 0, còn ở bên máy thu chèn thêm $(L - K)M_R$ cột đầu tiên gồm toàn ký tự 0 vào bộ san bằng $\mathbf{G}$. Do đó, $\mathbf{F}$ và $\mathbf{G}$ bây giờ có cấu trúc lần lượt như sau:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_0[0] & F_1[0] & \cdots & F_{N-1}[0] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_0[PM_T - KM_T] & F_1[PM_T - KM_T] & \cdots & F_{N-1}[PM_T - KM_T] \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & G_0[0] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[0] \\ \vdots & \cdots & \vdots & G_0[1] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[1] \\ 0 & \cdots & 0 & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & G_0[N-1] & \cdots & G_{(P-L+K)M_R-1}[N-1] \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Theo thiết kế bộ mã hóa trước $\mathbf{F}_0$ và san bằng $\mathbf{G}_0$, sau khi loại bỏ nhiễu ISI thì phương trình (2.4) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{s}}[i] = \mathbf{G}_0 \hat{\mathbf{H}} \mathbf{F}_0 \mathbf{s}[i] + \mathbf{G}_0 \mathbf{n}[i], \quad (2.16)$$

ở đây $\hat{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{(P-L+K)R \times (P-K)T}$ được cho bởi phương trình sau

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}[L-K] & \cdots & \mathbf{H}[0] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}[L] & & & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & & & & \mathbf{H}[0] \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}[L] & \cdots & \mathbf{H}[K] \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

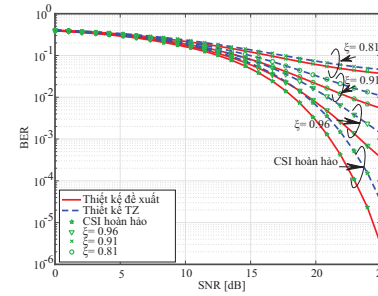
và $\mathbf{n}[i]$ là véc-tơ các mẫu tạp âm có chiều dài $(P - L + K)R$. Sau đó các bộ mã

$$C = \sum_{v=1}^{v=N} \log_2 \left(1 + \frac{\xi^2 |\tilde{\phi}_{f,vv}|^2 \hat{\lambda}_{vv}}{(2\xi\sqrt{1-\xi^2} + (1-\xi^2)) |\tilde{\phi}_{f,vv}|^2 \hat{\lambda}_{vv} + 1} \right) \quad (2.29)$$

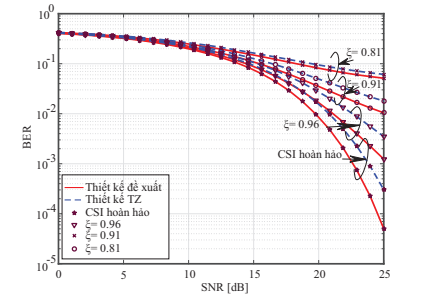
ở đây, $N \leq \text{rank}(KM_R, KM_T)$ và $\hat{\mathbf{A}}$ chứa các thành phần nằm trên đường chéo chính là $\hat{\lambda}_{vv}$, được tính từ phương trình sau:

$$\hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{V}}^H \quad (2.30)$$

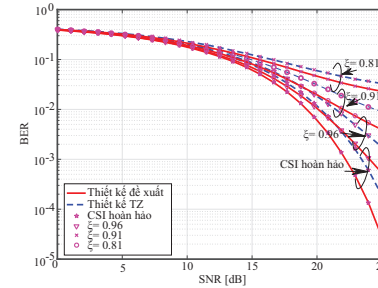
2.3.2 Kết quả mô phỏng



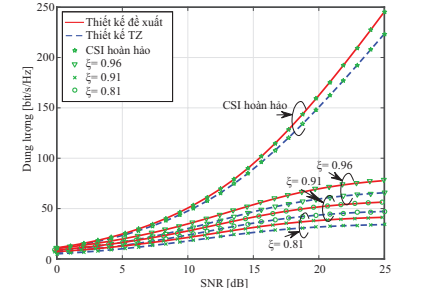
Hình 2.13: BER của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 26$.



Hình 2.14: BER của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 30$.



Hình 2.15: BER của 2 thiết kế với $L = 10$ và $P = 26$.



Hình 2.16: Dung lượng của 2 thiết kế với $L = 12$ và $P = 26$.

Các Hình 2.13, 2.14 và 2.15 so sánh phẩm chất BER giữa hai thiết kế với các trường hợp bậc của đáp ứng xung L và độ dài khối symbol phát P khác

phương trình (2.16) có thể được viết lại như sau:

$$\hat{\mathbf{x}}[i] = \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\mathbf{x}[i] + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{n}[i] \quad (2.21)$$

Trong đó $\tilde{\mathbf{F}}$, $\tilde{\mathbf{G}}$ được thiết kế theo tiêu chí MMSE. Kết quả là các ma trận $\tilde{\mathbf{F}}$, $\tilde{\mathbf{G}}$ được thiết kế và biểu diễn rút gọn như sau:

$$\tilde{\mathbf{F}} = \tilde{\mathbf{V}}\tilde{\Phi}_{\mathbf{f}} \quad (2.22)$$

$$\tilde{\mathbf{G}} = \tilde{\Phi}_{\mathbf{g}}\tilde{\mathbf{V}}^H \left(\xi\hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e \right)^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \quad (2.23)$$

ở đây $\tilde{\Phi}_{\mathbf{f}}$ và $\tilde{\Phi}_{\mathbf{g}}$ lần lượt được tính theo các phương trình sau:

$$\left| \tilde{\phi}_{\mathbf{f},vv} \right|^2 = \left[\frac{p_0 + \sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1} \right)}{\sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1/2} \right)} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1/2} - \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \right], \quad (2.24)$$

$$\left| \tilde{\phi}_{\mathbf{g},vv} \right|^2 = \left\{ \frac{p_0 + \sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1} \right)}{\sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1/2} \right)} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1/2} - \left[\frac{\sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1/2} \right)}{p_0 + \sum_{i=1}^k \left(\tilde{\lambda}_{ii}^{-1} \right)} \right]^2 \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \right\} \tilde{\lambda}_{vv}^{-1} \quad (2.25)$$

trong đó $\tilde{\lambda}_{vv}$ là các thành phần đường chéo chính của $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$. Ngoài ra, các ma trận $\tilde{\mathbf{\Lambda}}$ và $\tilde{\mathbf{V}}$ được tính thông qua phép phân tích SVD như sau:

$$\left(\xi\hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e \right)^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \times \left(\xi\hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e \right) = \tilde{\mathbf{V}}\tilde{\mathbf{\Lambda}}\tilde{\mathbf{V}}^H \quad (2.26)$$

Với cấu trúc thiết kế của bộ mã hóa trước này, phương trình (2.21) được tính lại như sau:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}[i] &= (\tilde{\mathbf{G}}\xi\hat{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{G}}\sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e)\hat{\mathbf{H}}(\tilde{\mathbf{F}}\xi\hat{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{F}}\sqrt{1-\xi^2}\hat{\mathbf{H}}_e)\mathbf{x}[i] + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{n}[i] \\ &= \xi^2\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}[i] + \xi\sqrt{1-\xi^2}\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}_e\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}[i] + \\ &\quad \xi\sqrt{1-\xi^2}\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}_e\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}[i] + (1-\xi^2)\tilde{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{H}}_e\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{H}}_e\mathbf{x}[i] + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{n}[i] \end{aligned} \quad (2.27)$$

Kết quả là SINR của mỗi kênh con và dung lượng hệ thống được tính như sau:

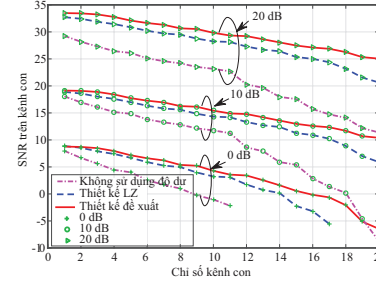
$$\text{SINR}_v = \frac{\xi^2 \left| \tilde{\phi}_{\mathbf{f},vv} \right|^2 \tilde{\lambda}_{vv}}{(2\xi\sqrt{1-\xi^2} + (1-\xi^2)) \left| \tilde{\phi}_{\mathbf{f},vv} \right|^2 \tilde{\lambda}_{vv} + 1} \quad (2.28)$$

hóa trước $\mathbf{F}_0$ và san bằng $\mathbf{G}_0$ sẽ được thiết như sau:

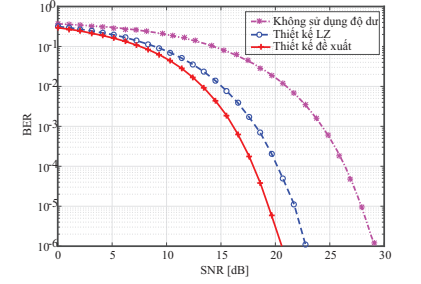
$$\mathbf{F}_0 = \mathbf{V}\Phi_{\mathbf{f}}, \quad (2.18)$$

$$\mathbf{G}_0 = \Phi_{\mathbf{g}}\mathbf{V}^H\hat{\mathbf{H}}^H\mathbf{R}_{vv}^{-1}, \quad (2.19)$$

2.2.3 Kết quả mô phỏng



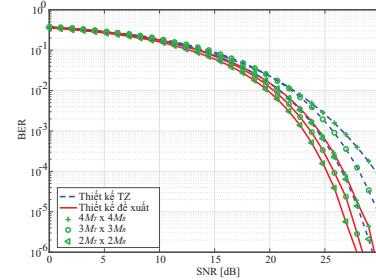
Hình 2.3: SNR trên từng kênh con



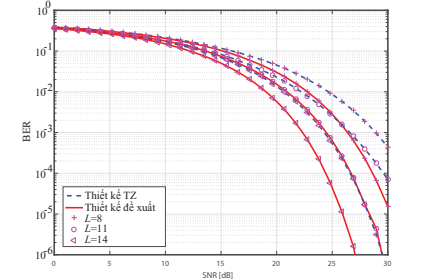
Hình 2.4: BER của các thiết kế

Rõ ràng từ Hình 2.3, SNR trên từng kênh con của thiết kế không sử dụng độ dư thấp hơn rất nhiều so với hai phương pháp có sử dụng độ dư và chia sẻ độ dư. Khi tăng tổng SNR lên từ 0 đến 20 dB thì sự khoảng cách giữa các đường cong mô tả SNR của các kênh con tương ứng với ba phương pháp thiết kế cũng tăng lên theo số lượng các kênh con.

* So sánh thiết kế đề xuất với thiết kế TZ



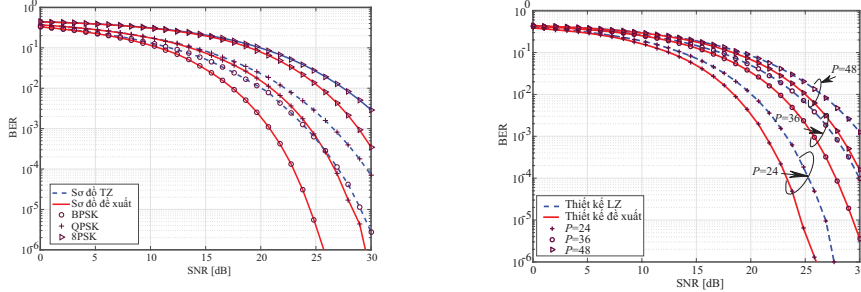
Hình 2.5: BER của 2 thiết kế khi thay đổi số lượng M_R và M_T .



Hình 2.6: BER của 2 thiết kế khi thay đổi bậc đáp ứng xung.

Từ kết quả trên Hình 2.5, ta thấy thiết kế đề xuất đạt được độ lợi đáng kể so với thiết kế TZ. Ví dụ, xem xét trường hợp hệ thống có số lượng ăng-ten (2, 2), để đạt mức BER 10^{-6} thì thiết kế đề xuất đạt được một độ lợi tốt hơn so

với thiết kế TZ khoảng 2 dB. Hay khi tăng số lượng ăng-ten lên (3, 3) thì thiết kế đề xuất vẫn đạt được độ lợi tốt hơn so với thiết kế TZ khoảng 2,5 dB tại mức BER bằng 10^{-5} . Ngoài ra, kết quả mô phỏng cũng cho thấy nếu tăng đều số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu thì BER của thiết kế đề xuất và thiết kế TZ cũng tăng theo. Kết quả cũng được thể hiện trên Hình 2.6, khi thay đổi L thì thiết kế đề xuất luôn đạt được độ lợi tốt hơn so với thiết kế TZ. Cuối cùng,



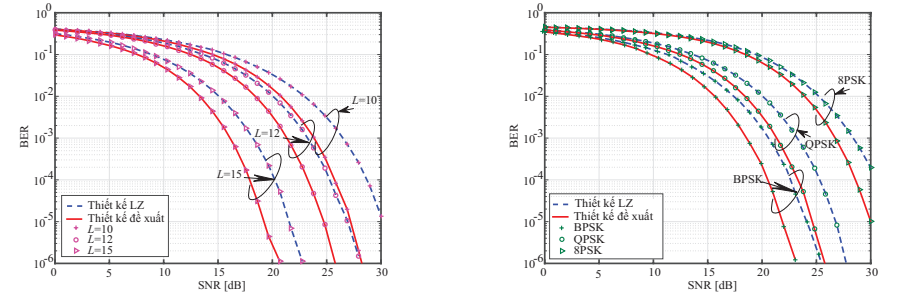
Hình 2.7: BER của sơ đồ TZ và sơ đồ cải tiến khi thay đổi dạng điều chế.

Hình 2.8: BER của 2 thiết kế với P khác nhau.

Nghiên cứu sinh tiến hành đánh giá chất lượng của hệ thống của hai phương pháp thiết kế thông qua việc thay đổi bậc dạng điều chế lần lượt là BPSK, QPSK và 8PSK. Ở đây, các tham số được thiết lập như: độ dài véc-tơ symbol phát, độ dài véc-tơ symbol đầu vào và bậc của đáp ứng xung kênh không thay đổi còn số lượng ăng-ten phát và ăng-ten thu được sử dụng là (4, 4). Từ kết quả mô phỏng trên Hình 2.7, có thể thấy rằng khi thay đổi bậc dạng điều chế khác nhau thì thiết kế đề xuất vẫn đạt được độ lợi tốt hơn so với thiết kế TZ.

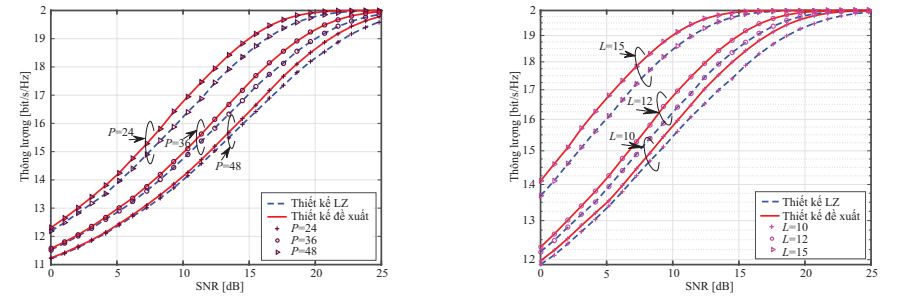
* So sánh thiết kế đề xuất với thiết kế LZ

Trong Hình 2.8, phẩm chất BER hệ thống của hai thiết kế được đánh giá trong ba trường hợp độ dài khối symbol phát khác nhau là $P = 24, 36$ và 48 . Rõ ràng phẩm chất BER của thiết kế đề xuất thấp hơn đáng kể với cả ba trường hợp. Ví dụ, tại mức tổng SNR bằng 25 dB, phẩm chất BER của phương pháp thiết kế đề xuất tốt hơn đáng kể so với thiết kế LZ và khoảng cách giữa hai thiết kế giảm dần khi P tăng. Trong Hình 2.9, thiết kế đề xuất cũng có phẩm chất BER hệ thống tốt hơn khi bậc của đáp ứng xung thay đổi. Tiếp theo, Nghiên cứu sinh đánh giá chất lượng của hệ thống thông qua thông lượng của hai phương pháp thiết kế trong các trường hợp thay đổi độ dài khối symbol phát P , bậc của đáp ứng xung L và sơ đồ điều chế PSK. Kết quả được thể hiện



Hình 2.9: BER của 2 thiết kế với L khác nhau.

Hình 2.10: BER của 2 thiết kế với bậc điều chế khác nhau.



Hình 2.11: Thông lượng của 2 thiết kế với P khác nhau.

Hình 2.12: Thông lượng của 2 thiết kế với L khác nhau.

tương ứng trên các Hình 2.11, 2.12

2.3 Ảnh hưởng của CSI trong hệ thống MIMO ISI

2.3.1 Phân tích ảnh hưởng của CSI không hoàn hảo

Trong thực tế, các hệ thống vô tuyến khó đạt được CSI hoàn hảo ở cả máy phát và máy thu. Trong phần này, giả sử rằng máy phát biết đầy đủ CSI trong khi máy thu không biết CSI. Xem xét mô hình hệ thống như Hình 2.2, ma trận kênh có thể được trình bày như sau:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \xi \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \xi^2} \hat{\mathbf{H}}_e \quad (2.20)$$

ở đây $\hat{\mathbf{H}}$ là ma trận kênh chính xác và $\hat{\mathbf{H}}_e$ ký hiệu là ma trận kênh lỗi với phân bố Gaussian phức $\hat{\mathbf{H}}_e \in \mathcal{CN}(0,1)$. Các ma trận kênh này đều có kích thước là $(P - L + K)R \times (P - K)T$, và ξ là tham số ước lượng kênh, $0 \leq \xi \leq 1$. Do vậy,

