

NGHIÊN CỨU HỆ THỐNG CE OFDM STSK MIMO VỚI CÂN BẰNG KHÔNG GIAN THỜI GIAN STE TRÊN CÁC KÊNH SÓNG MILIMET

STUDYING CE OFDM STSK MIMO SYSTEMS WITH SPACE TIME EQUALIZER STE OVER MILIMETER-WAVE CHANNELS

Đào Minh Hưng, Nguyễn Đỗ Dũng

Trường Đại học Quy Nhơn; daominhhung.tvc@gmail.com, nguyendodung1985@gmail.com

Tóm tắt - Kênh sóng mm là giải pháp lựa chọn cho các hệ thống 5G. Một trong những thách thức đáng chú ý được xem xét lớp vật lý (PHY) để triển khai các hệ thống truyền dẫn trên lớp này là sự đánh đổi hiệu quả giữa nguồn năng lượng và phổ tần thông qua việc sử dụng các kỹ thuật đa sóng MIMO tiên tiến. Trong bài báo này, chúng tôi nghiên cứu các kỹ thuật MIMO kết hợp với khóa dịch không gian thời gian STSK và ghép kênh phân chia theo tần số trực giao đường bao hằng CE-OFDM trên các kênh sóng mm chọn lọc tần số. Bộ cân bằng không gian thời gian STE được đề xuất sử dụng trong máy thu nhưng vẫn đảm bảo độ phức tạp của hệ thống càng thấp càng tốt. Các kết quả mô phỏng đã chứng tỏ hệ thống CE-OFDM STSK MIMO với bộ cân bằng STE có xét đến bộ khuếch đại cao tần phi tuyến đạt được hiệu năng và hiệu quả phổ vượt trội cho truyền thông sóng milimet.

Từ khóa - STE; CE-OFDM; OFDM STSK; OFDM STSK MIMO; mm-wave

Abstract - Millimeter-wave channels are the solution chosen for 5G systems. One of the notable challenges considered in the physical layer (PHY) for implementing these transmission systems is the trade-off between energy source and spectrum through the use of advanced MIMO techniques. In this paper, we study MIMO techniques in combination with space time shift keying STSK and constant-frequency division multiplexing CE-OFDM over frequency-selective mm Wave channels. The space time equalizer STE is recommended for use in receiver but warrants the system complexity as low as possible. The simulation results show that the CE-OFDM STSK MIMO system with STE equalizer considering the nonlinear high frequency amplifier achieves superior performance and spectral efficiency for millimeter-wave communications.

Key words - STE; CE-OFDM; OFDM STSK; OFDM STSK MIMO; Millimeter-wave

1. Đặt vấn đề

Trong một hệ thống thông tin không dây băng rộng di động luôn tồn tại nhiều liên ký hiệu ISI (InterSymbol Interference) và nhiễu đồng kênh CCI (CoChannel Interference), bộ xử lý tín hiệu chỉ bằng không gian hoặc thời gian không thể triệt cả hai cùng lúc do giới hạn cơ bản của chúng nên hiệu năng hệ thống thấp. Ngoài ra, hệ thống với chỉ xử lý không gian hoặc thời gian cũng không thể tận dụng hiệu quả băng tần của kênh truyền. Kết quả là không đáp ứng được chất lượng và dung lượng theo nhu cầu người sử dụng. Sự kết hợp xử lý không gian và thời gian có thể khai thác đồng thời trên miền không gian và thời gian, cho phép ngăn chặn cả nhiễu liên ký hiệu và nhiễu đồng kênh. Sự kết hợp xử lý này được biết đến với tên gọi mã hóa không gian thời gian STC (Space Time Code). Mã hóa không gian thời gian STC đa đầu vào đa đầu ra MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) kết hợp ghép kênh phân chia tần số trực giao OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) thực sự đã mở đường mạnh mẽ cho phép tăng cao chất lượng và dung lượng trong các hệ thống thông tin hoạt động trên các băng con 6GHz [1] ở các chuẩn 4G. STC có một số cách tiếp cận cấu trúc mã hóa như: Mã hóa không gian thời gian STC của Alamouti, mã hóa khối không gian thời gian STBC (Space Time Block Coding), mã hóa lưới không gian thời gian STTC (Space Time Trellis Coding), mã hóa khối không gian thời gian vi sai DSTBC (Differential Space TimeBlock Coding)... Tất cả những cách tiếp cận dẫn đến các nghiên cứu khác nhau để cải thiện độ lợi ghép không gian và độ lợi phân tập không gian [1]. Điều chế không gian/ khóa dịch không gian SM/SSK (Spatial Modulation/Space Shift Keying) lợi dụng đặc tính không gian và thời gian giàu tính phân tập để tăng hiệu năng nhưng giới hạn về cải thiện dung lượng hệ

thống. Ngược lại, ghép kênh không gian SMUX (Spatial Multiplexing) có khả năng cung cấp độ lợi ghép kênh không gian tốt hơn nhưng phân tập không gian kém giống như VBLAST [2]. Các nghiên cứu gần đây, tập trung vào một ứng dụng rất hiệu quả cho kỹ thuật MIMO-OFDM bằng khóa dịch không gian thời gian STSK (Space Time Shift Keying) đã được đề xuất bởi Kadir, Sugiura, Chen and Hanzo trong [3]. STSK là kỹ thuật mã hóa không gian thời gian dựa vào sự lựa chọn kích hoạt ma trận phân tán DM (Dispersion Matrix) từ tập ma trận không gian thời gian trực giao. STSK có thể đạt được hiệu quả từ sự dung hòa giữa kỹ thuật phân tập và kỹ thuật ghép trong MIMO mà có thể ngăn chặn nhiễu xuyên kênh ICI (Inter-Channel Interference) và không cần số lượng lớn anten. Đặc tính này của STSK là sự phát huy ưu điểm của kỹ thuật mã hóa không gian thời gian mà cụ thể là ghép không gian SMUX [2] và điều chế không gian SM [4]. Ngoài ra, STSK kết hợp OFDM cho phép khai thác hiệu quả đặc tính phân tập trong miền thời gian tần số và miền không gian ở mức cao, linh động. Nghiên cứu trong [5], STSK ứng dụng trên backhaul tế bào nhỏ (small-cell backhaul) sóng mm cho thấy, hiệu năng STSK hiệu quả hơn so với SM và SMUX.

Trong hệ thống 5G, việc lựa chọn dạng sóng chủ yếu dựa theo tiêu chí hiệu suất phổ, mặc dù vẫn dựa trên các nguyên tắc và cảm hứng từ OFDM, nhưng cần phải chú ý đến nhược điểm của nó về tỷ lệ công suất đỉnh trên trung bình PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) cao trong điều chế đa sóng mang [6]. Sóng mm (millimeter-wave) tương ứng với phổ tần số vô tuyến có độ dài bước sóng mm tần số cấp phát: 71-76 GHz, 81-86 GHz có thể đạt được dung lượng 10Gb/s trong điều kiện kênh truyền tiêu chuẩn [7]. Các nghiên cứu về hiệu năng hệ thống thông tin sóng mm chủ yếu tập trung vào giao diện truy cập vô tuyến trên miền

thời gian - tần số, để tăng đặc tính phổ phù hợp và tăng khả năng chống lại mọi sự suy hao gặp phải trong quá trình phát và thu tín hiệu. Trên kênh sóng mm, nhóm tác giả nghĩ rằng hiệu quả năng lượng quan trọng hơn so với việc nghiên cứu loại dải phổ một phía bởi các kỹ thuật mới nổi như đa sóng mang băng lọc FBMC (Filter-Bank MultiCarrier) và đa sóng mang lọc toàn cục UPMC (Universal Filtered Multicarrier). Hiệu năng của sự kết hợp STSK với OFDM trên sóng mm bị suy giảm nghiêm trọng do nhược điểm cố hữu của OFDM là tỷ số PAPR cao, dễ bị tác động méo dạng trong bộ khuếch đại công suất cao tần. Việc ứng dụng các hạn chế như vậy của backoff đầu vào IBO (Input BackOff) lớn nên bộ khuếch đại công suất cao tần là phi tuyến. Như chỉ ra trong [7], tài nguyên năng lượng trên kênh sóng mm đô thị (Urban) nói chung là khan hiếm, vì sự suy hao đường truyền và sự che khuất lớn hơn rất nhiều so với các băng con 6GHz. Vì vậy, việc giảm tỷ số tín hiệu trên tạp âm ở mức 9-10dB dẫn đến đầu ra backoff OBO (Output BackOff) không được như mong đợi. Theo tiêu chí tiêu thụ năng lượng, việc áp dụng backoff lớn là một giải pháp không đạt yêu cầu, bởi vì hiệu quả năng lượng bổ sung PAE (Power-Added Efficiency) của bộ khuếch đại giảm khi áp dụng IBO [8]. Để khắc phục nhược điểm nêu trên của OFDM, trong đề xuất bởi Thompson et.al trong [9] đã giải quyết bài toán về sự biến thiên đường bao điều chế với tên gọi là OFDM đường bao hằng CE-OFDM (Constant-Envelope OFDM). CE-OFDM dựa trên điều chế pha tín hiệu thực OFDM. Một trong những tính năng nổi bật của dạng sóng đa sóng đường bao hằng là tỷ số PAPR bằng 0 dB, điều này có thể khiến bộ khuếch đại công suất cao tần đạt đến điểm bão hòa mà không gây méo dạng, cho phép sử dụng hiệu quả các nguồn tài nguyên công suất truyền dẫn. Như đã được chứng minh rõ ràng trong [9], CE-OFDM cung cấp hiệu năng vượt trội so với OFDM về khả năng khắc phục đặc tính đa đường nhờ có bậc phân tập

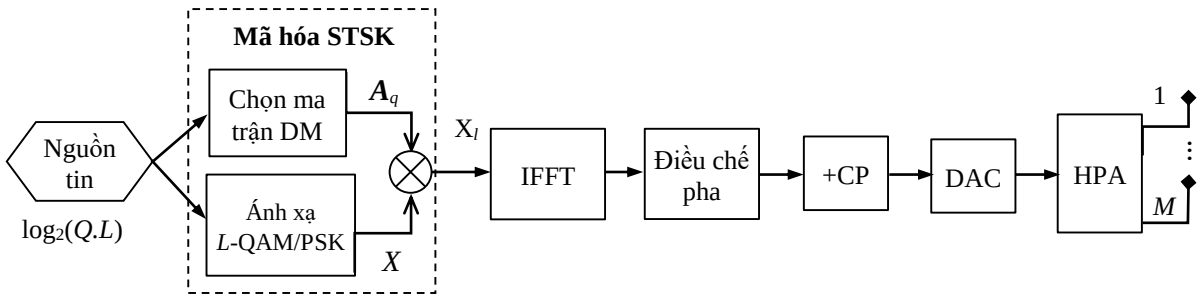
tần số lớn hơn. Ngoài ra, như đã chỉ ra trong [10], các kỹ thuật điều chế đa sóng mang đường bao hằng có khả năng chống lại ảnh hưởng tạp âm pha tốt hơn so với hai đối tác là OFDM thông thường và đa truy nhập phân chia theo tần số đơn sóng mang SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) bởi vì tạp âm pha điều chế được cộng thay vì là nhân tại đầu ra bộ tách pha. Từ các ưu điểm này, CE-OFDM được nghiên cứu ứng dụng cho truyền dẫn SISO (Single-Input Single-Output) cho 5G trên sóng mm [11], trong đó đã chứng tỏ hiệu năng vượt trội của các dạng sóng đường bao hằng về độ bao phủ và tốc độ dữ liệu.

Trong bài này, nhóm tác giả nghiên cứu hệ thống MIMO kết hợp với khóa dịch chuyển không gian thời gian STSK và CE-OFDM khai thác triệt để nguồn tài nguyên năng lượng khan hiếm trên kênh truyền sóng mm. Hệ thống tạo ra nhiều luồng tín hiệu được điều chế trên nhiều sóng mang con với đường bao hằng và truyền qua nhiều anten mà không làm biến dạng biên độ phi tuyến do bộ khuếch đại công suất cao tần. Mục tiêu của nghiên cứu cải thiện hiệu năng hệ thống bằng cách đề xuất sơ đồ sử dụng bộ cân bằng không gian gian thời gian STE (Space Time Equalizer) ở phía thu. Vì vậy, cùng với mã hóa STSK ở phía phát có thể phát huy linh động ưu điểm giữa độ lợi phân tập và độ lợi ghép. Kết quả mô phỏng với sơ đồ đề xuất cho thấy hệ thống có thể tăng hiệu năng BER của hệ thống mà vẫn đảm bảo hiệu quả băng thông kênh truyền.

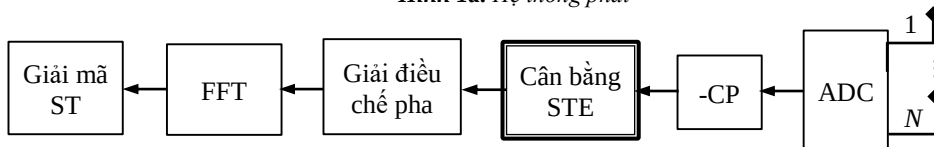
2. Mô hình hệ thống CE OFDM STSK MIMO

2.1. Mô tả hệ thống MIMO kết hợp với mã hóa không gian thời gian STSK và OFDM đường bao hằng

Trong bài báo này, nhóm tác giả xét hệ thống thu phát MIMO trên kênh sóng mm với M anten phát và N anten thu với các khối chức năng như Hình 1.



Hình 1a. Hệ thống phát



Hình 1b. Hệ thống thu

Hình 1. Hệ thống thu phát CE OFDM STSK MIMO: hệ thống phát 1a, hệ thống thu 1b

Hệ thống mã hóa STSK ở phía phát Hình 1a, thực hiện xử lý tín hiệu trên miền không gian và thời gian. Trước tiên nguồn tín hiệu tạo thành khối có kích thước $N_c = \log_2 Q + \log_2 L$, chia ra 2 nhóm: Nhóm một sử dụng cho việc chọn ma trận phân tán DM (Dispersion Matrix) để mã hóa không gian thời gian, nhóm thứ 2 thực hiện điều

chế L-QAM/PSK [12]. Từ mã STSK tạo ra có số bit bằng $\log_2(Q)$, với Q là ma trận DM kích thước $M \times T$, T là độ dài của ký hiệu ($T \leq M$). Các phần tử DM được tính toán sao cho tối ưu các tham số M , T và L , như đã chỉ ra trong [12]. Ma trận phân tán đã chọn phân bố năng lượng ký hiệu điều chế QAM/PSK từ L chòm sao. Từ mã STSK được đặc

trung bởi bốn tham số (M, N, T, Q), có thể biểu diễn bằng:

$$\mathbf{X}_{STSK} = \mathbf{0}_{M \times T} + \dots + S_l \times \mathbf{A}_q + \dots + \mathbf{0}_{M \times T} \quad (1)$$

Trong đó, $X_l = S_l \times \mathbf{A}_q$, S_l là ký hiệu phức thứ l trên chòm sao L -QAM, $\mathbf{0}_{M \times T}$ là ma trận không, $\mathbf{A}_q$ là ma trận phân tán thứ q có kích thước $(M \times T)$ được chọn và được biểu diễn bằng:

$$\mathbf{A}_q = \begin{bmatrix} a_1^1 & \dots & a_1^T \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_M^1 & \dots & a_M^T \end{bmatrix} \quad (2)$$

Từ biểu thức (1) cho thấy, chỉ có một thành phần phân tán q được kích hoạt cho mỗi ký hiệu thứ l , còn các tín hiệu ký hiệu khác được gán bằng không. Các ký hiệu trên mỗi cột $\mathbf{A}_q$ được truyền trên M anten phát. Để đảm bảo công suất phát trên các anten bằng nhau trong khoảng thời gian ký hiệu, mỗi ma trận phân tán phải thỏa mãn:

$$t_r(\mathbf{A}_q \mathbf{A}_q^H) = T \quad (3)$$

Trong đó, $t_r(\cdot)$ là vết của ma trận, $(\cdot)^H$ là phép toán chuyển vị Hermit. Kết quả là từ mã STSK được tạo và truyền trên hệ thống CE-OFDM được trình bày ở mục tiếp theo.

2.2. Truyền dẫn CE-OFDM STSK

Hệ thống truyền dẫn CE-OFDM dựa vào sự điều chế pha phi tuyến trên phần thực của tín hiệu OFDM. Phần thực tín hiệu OFDM được tạo bằng cách áp dụng thuật toán IFFT cho vector ký hiệu STSK trong (1) lấy liên hợp phức đệm vector không, được biểu diễn bằng [9]:

$$\hat{\mathbf{X}} = [\mathbf{0}, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{N_c}, \mathbf{Z}_p, \mathbf{X}_{N_c}^*, \dots, \mathbf{X}_1^*] \quad (4)$$

Trong đó, $\{\cdot\}$ là thuật toán liên hợp phức được thực hiện trên mỗi từ mã STSK độ dài N_c , $\mathbf{Z}_p$ là vector đệm không (zero-padding vector) có độ dài bằng N_p . Độ dài của các vector tín hiệu ký hiệu trong (4) bằng $N_F = 2(N_c + 1) + N_p$. Chuẩn hóa vector STSK bằng thuật toán IFFT chuẩn hóa, F'_{N_F} , ta có:

$$\mathbf{u}_n = F'_{N_F} \hat{\mathbf{X}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, (N_F - 1) \quad (5)$$

Tín hiệu giá trị thực $\mathbf{u}_n$ được đưa đến đầu vào khối điều chế pha để tạo ra tín hiệu CE-OFDM không gian thời gian:

$$\chi = \exp(j2\pi \mathbf{h} \mathbf{u}_n) \quad (6)$$

với $2\pi h$ là chỉ số điều chế. Chỉ số điều chế đóng một vai trò quan trọng trong hiệu năng và hiệu quả phổ của hệ thống. Do đó, tham số này cần phải điều chỉnh cẩn thận, như đã chỉ ra trong [9], nếu chỉ số điều chế thấp sẽ dẫn đến tỷ số tín hiệu trên tạp SNR của bộ tách thấp nhưng nếu tăng $2\pi h$ vượt quá mức, vì các hiệu ứng phi tuyến do giải điều chế pha có thể gây ra lỗi sàn không thể khắc phục được.

Các đặc tính của tín hiệu CE-OFDM là:

- Giữ PAPR bằng 0 dB: tín hiệu có thể được truyền đi với bộ khuếch đại công suất cao tần HPA bão hòa mà không bị méo dạng biên độ và giãn phổ;
- CE-OFDM thực tế là thực hiện đóng gói tín hiệu OFDM đa sóng mang thành tín hiệu sóng mang đơn để truyền, do đó khai thác hiệu quả sự phân tập đa đường trên kênh phụ thuộc thời gian.

Sau cùng tín hiệu CE-OFDM STSK được thêm tiền tố vòng CP (Cyclic Prefix), chuyển đổi số tương tự DAC và truyền trên khe thời gian T với tốc độ T/T_F [baud], với T_F là độ dài của ký hiệu CE-OFDM. Trong bài viết này, để khai thác hiệu quả sự phân tập hệ thống, tác giả đề xuất sử dụng bộ cân bằng xử lý tín hiệu không gian thời gian STE (Space Time Equalization) trong máy thu thay vì bộ cân bằng trên miền tần số.

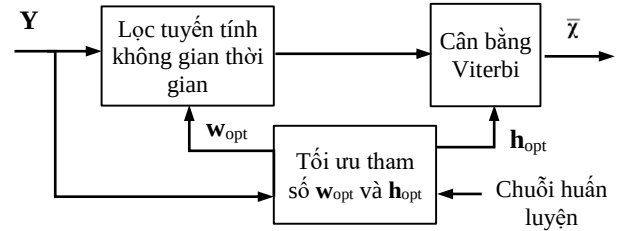
2.3. Đề xuất máy thu tín hiệu CE-OFDM STSK với bộ cân bằng không gian thời gian STE

Xét máy thu có N anten (Hình 1b), giả sử kênh được ước lượng hoàn hảo và thời gian kết hợp (coherence time) của kênh lớn hơn độ dài khối tín hiệu STSK, tức là kênh không phụ thuộc thời gian với tín hiệu STSK đang xét. Tín hiệu thu tại máy thu $\mathbf{Y}$ trước khi vào bộ cân bằng được biểu diễn:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\chi + \mathbf{V} \quad (7)$$

Trong đó, $\mathbf{H}$ là ma trận kênh sóng mm có kích thước $N_{FM} \times N_F M$, $\mathbf{V}$ là vector tạp âm Gauss trắng cộng AWGN có trị trung bình bằng không và phương sai bằng σ^2 .

Bộ cân bằng STE đề xuất bao gồm hai tầng như biểu diễn trên Hình 2.



Hình 2. Bộ cân bằng không gian thời gian STE

Trên Hình 2, bộ tối ưu tham số sử dụng tín hiệu thu được và chuỗi huấn luyện để xác định hai tham số tối ưu $\mathbf{w}_{opt}$, $\mathbf{h}_{opt}$. Đó là vector trọng số của tầng lọc tuyến tính không gian thời gian và vector kênh hiệu dụng cấp cho tầng cân bằng Viterbi tương ứng. Tầng lọc tuyến tính không gian thời gian sử dụng $\mathbf{w}_{opt}$ để triệt nhiễu CCI và cực đại hóa tỷ số tín hiệu trên tạp âm cộng nhiễu. Sau đó tín hiệu được tầng cân bằng Viterbi đơn kênh không chế nhiễu ISI và khôi phục ký hiệu dữ liệu. $\mathbf{w}_{opt}$ và $\mathbf{h}_{opt}$ là hai tham số quan trọng cần tối ưu nhằm đảm bảo STE hoạt động hiệu quả. Các tính toán tối ưu hai tham số này được thực hiện bởi bộ tối ưu tham số chung đã trình bày trong [13]. Cụ thể là:

$$\mathbf{w}_{opt}^T = \mathbf{h}_{opt}^T \bar{\mathbf{S}} \mathbf{Y}^H (\mathbf{Y} \mathbf{Y}^H)^{-1} \quad (8)$$

$$\mathbf{h}_{opt} = \arg \max_{\mathbf{h}} \frac{\mathbf{h}^H \bar{\mathbf{S}}^* \mathbf{S} \mathbf{h}}{\mathbf{h}^H \bar{\mathbf{S}}^* \mathbf{P}_{\mathbf{Y}^H}^{\perp} \mathbf{S} \mathbf{h}} \quad (9)$$

Trong đó, $(\cdot)^T$ là thuật toán chuyển vị ma trận; $(\cdot)^H$ là thuật toán Hermit; $\mathbf{Y}$ là tín hiệu thu được đưa đến đầu vào bộ cân bằng STE tương ứng với các tín hiệu huấn luyện $\bar{\mathbf{S}}$; $\mathbf{P}_{\mathbf{Y}^H}^{\perp} = \mathbf{I} - \mathbf{Y}^H (\mathbf{Y} \mathbf{Y}^H)^{-1} \mathbf{Y}$.

Theo đó, đầu ra của bộ cân bằng STE, $\bar{\chi}$, được xác

định bằng [13]:

$$\bar{\chi} = \mathbf{h}_{opt} \mathbf{y}_{stf} \quad (10)$$

với, $\mathbf{y}_{stf}$ là vector tín hiệu tại đầu ra tầng lọc tuyến tính không gian thời gian, được xác định bằng:

$$\mathbf{y}_{stf} = \mathbf{W}_{opt} \mathbf{Y} \quad (11)$$

$$\text{với, } \mathbf{W}_{opt} = [\mathbf{w}_{opt,1}^T, \mathbf{w}_{opt,2}^T, \dots, \mathbf{w}_{opt,N}^T]^T.$$

Ước lượng kênh truyền đã xét là hoàn hảo, chuỗi huấn luyện đã biết. Tỷ số tín hiệu đầu ra trên tạp âm cộng nhiễu SINR đạt cực đại xác định bằng [13]:

$$SINR = \frac{\|\mathbf{H}^T \bar{\mathbf{S}}\|_F^2}{\|\mathbf{W}^T \mathbf{Y} - \mathbf{H}^T \bar{\mathbf{S}}\|_F^2} \quad (12)$$

Trong đó, $\|(\cdot)\|_F$ là chuẩn Frobenius, $\mathbf{H}$ là ma trận kênh sóng mm miền tần số, có kích thước $N_F \times N_F M$.

Khởi tín hiệu STSK sau khi cân bằng $\bar{\chi}$ đưa đến bộ giải điều chế pha. Việc giải điều chế pha dựa vào sự tính toán góc arctangent [14], kết quả là:

$$\bar{\mathbf{u}}_n = \angle \bar{\chi}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, (N_F - 1) \quad (13)$$

Thành phần tập âm trong tín hiệu thu được sử dụng FFT để chuyển sang miền tần số và chỉ có N_c ký hiệu STSK giải mã [14]:

$$\bar{\mathbf{X}} = F_{N_F} \bar{\mathbf{u}}_n \text{ và } \Psi = \bar{\mathbf{X}}_{N_c} \in \mathbb{C}^{M \times T} \quad (14)$$

Các tính toán như trong [14], áp dụng xếp chồng vector đối với (14) có: $\tilde{\Psi} = \text{vec}(\Psi) \in \mathbb{C}^{MT \times 1}$. Sau cùng thực hiện giải mã STSK như trên Hình 1b, bằng cách ước lượng chỉ số DM q và ký hiệu L -QAM/PSK, S_l được tính bằng:

$$(\hat{q}, \hat{S}_l) = \min_{q,l} \|\hat{\Psi} - \kappa_{q,l}\|^2 \quad (15)$$

với, $\hat{\Psi}$ được chuẩn hóa từ tín hiệu đầu ra bộ FFT $\tilde{\Psi}$, được xác định bằng:

$$\hat{\Psi} = \frac{1}{T} \mathbf{A}^H \tilde{\Psi} \quad (16)$$

$$\text{và } \kappa_{q,l} = \mathbf{A}_{\varrho_{q,l}} \quad (17)$$

Trong đó, $\mathbf{A}$ là tập DM biểu diễn trong (18) và $\varrho_{q,l}$ là ký hiệu thứ l từ tập tín hiệu L -QAM/PSK tại vị trí thứ q trong vector đã cho (19),

$$\mathbf{A} = [\text{vec}(\mathbf{A}_1), \text{vec}(\mathbf{A}_2), \dots, \text{vec}(\mathbf{A}_Q)] \quad (18)$$

$$\varrho_{q,l} = \begin{bmatrix} 0, \dots, 0, S_l, 0, \dots, 0 \\ q-1 \quad Q-q \end{bmatrix} \quad (19)$$

Hiệu quả phổ của CE-OFDM STSK bằng với OFDM STSK được xác định bằng [14]:

$$\eta = \frac{\log_2(L) + \log_2(Q)}{T} [b/s/Hz] \quad (20)$$

Từ biểu thức (20) có thể thấy rằng, hiệu quả phổ giảm khi tăng tham số T . Trong thảo luận [14], T là hệ số phân tập thời gian cho phép cải thiện hiệu năng hệ thống, còn tham số Quyết định tỷ số BER thông qua tối ưu hóa xác suất lỗi cặp PEP (Pairwise Error Probability). Như vậy, tăng T , phân tập thời gian được tăng và do đó hiệu năng tăng nhưng phải trả giá thông lượng giảm, trong khi tăng Q , thông lượng tăng, nhưng hiệu năng BER giảm [12]. Vì vậy, Q được giữ ở mức vừa phải để không làm giảm hiệu năng đường truyền. Khó khăn này được giải quyết trong bài báo này nhờ sử dụng bộ cân bằng STE, với mong đợi hiệu năng hệ thống có thể cải thiện mà không cần tăng T , điều này được minh họa trong mục tiếp theo.

3. Các kết quả mô phỏng

3.1. Tham số mô phỏng

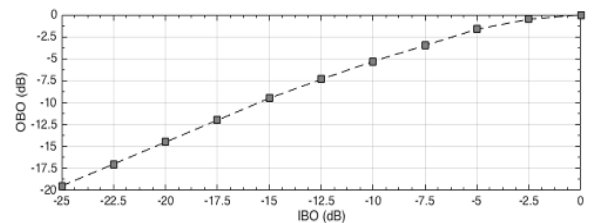
Hiệu năng hệ thống truyền dẫn OFDM STSK trong nghiên cứu này được đánh giá qua mô phỏng bằng phần mềm Matlab. Giá trị các tham số mô phỏng tương tự trong [14], trình bày trong Bảng 1.

Bảng 1. Các tham số mô phỏng

Tham số	Giá trị
Mức điều chế QAM	4-QAM
Độ rộng băng	500MHz
Độ dài OFDM, N_F	1024
Độ dài khối tín hiệu vào, N_c	63
CP	150
Kênh fading	LOS
Thuật toán tách ở máy thu và các bộ cân bằng FDE và STE	MMSE
$ \text{IBO} $	15dB
Cấu hình MIMO	2x2 và 4x4

Kênh truyền đa đường cluster Rice ở dải tần 73GHz, đáp ứng xung được sử dụng theo [15], [16]. Hệ số Rice được chọn bằng 10 dB tương ứng với tiêu chí trong [16].

Để đánh giá hiệu năng BER của hệ thống sử dụng bộ cân bằng không gian thời gian STE đã đề xuất nhóm tác giả thực hiện so sánh với bộ cân bằng trong miền tần số FDE (Frequency-Domain Equalizer) [17]. Chú ý rằng, bộ cân bằng STE sử dụng thuật toán MMSE (Minimum Mean Squared Error) nên độ phức tạp hệ thống vẫn đảm bảo ở mức thấp.



Hình 3. Đường cong đặc tính OBO-IBO của bộ khuếch đại phi tuyến HPA [18]

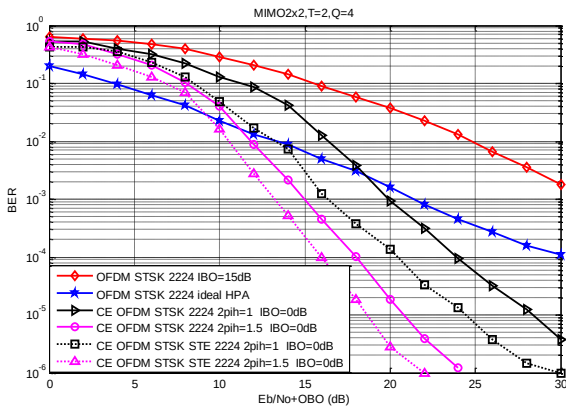
Bộ khuếch đại phi tuyến HPA sử dụng có đường cong đặc tính OBO-IBO cho tế bào nhỏ như Hình 3, giá trị tuyệt đối công suất đầu vào backoff $|\text{IBO}| = 15\text{dB}$, tương ứng đầu ra backoff $|\text{OBO}|$ bằng 9,5 dB.

3.2. Các kết quả mô phỏng và thảo luận

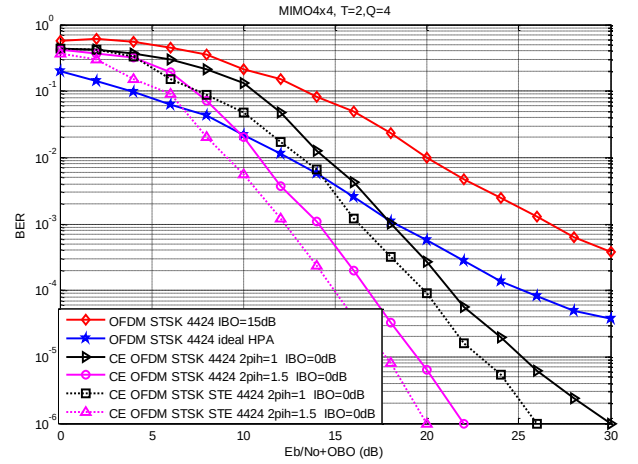
Hình 4 là kết quả so sánh hai hệ thống (2, 2, 2, 4) CE-OFDM STSK và OFDM STSK với điều chế 4-QAM với bộ khuếch đại không lý tưởng có thông số như biểu diễn trên đường cong đặc tính Hình 3. Bởi vì CE-OFDM STSK có đường bao không đòi nên không cần giá trị IBO nào ($IBO=0\text{dB}$) để hoạt động. Đối với tín hiệu STSK-OFDM, sử dụng $|IBO|=15\text{dB}$ nhưng tín hiệu cũng bị méo nghiêm trọng do tính không tuyến tính của bộ khuếch đại HPA. Sự thăng giáng của đường bao tín hiệu OFDM cao nên bị cắt xén khi truyền qua bộ khuếch đại phi tuyến làm hiệu năng hệ thống giảm đáng kể. Ngay cả khi sử dụng $|IBO|=15\text{dB}$ vẫn chưa điều khiển bộ khuếch đại công suất vào vùng tuyến tính nên hiệu năng BER đạt được vẫn thấp. Từ Hình 4, chúng ta thấy rằng, trong cùng điều kiện, hệ thống CE-OFDM STSK MIMO với cấu Hình 2 × 2 có hiệu năng BER tốt hơn so với OFDM STSK MIMO khi truyền trên kênh sóng mm LOS, đặc biệt với chỉ số điều chế $2\pi h = 1,5$. Các hệ thống CE-OFDM STSK MIMO đạt được hiệu suất tốt hơn nữa với chỉ số điều chế $2\pi h \geq 1,5$, điều này được giải thích là các tín hiệu CE-OFDM STSK ít tương quan do kênh fading với các giá trị $2\pi h$ lớn. Một chú ý quan trọng khác đó là hiệu năng hệ thống CE-OFDM STSK MIMO tăng khi sử dụng bộ cân bằng không gian thời gian STE so với sử dụng bộ cân bằng trên miền tần số FDE khoảng 2dB ở $BER = 10^{-3}$. Tầng cân bằng Viterbi sử dụng các chuẩn đa kênh như trong [19] để tính các ma trận đề quy dựa vào khoảng cách Euclid giữa các chuỗi ký hiệu.

Hình 5, với cấu hình (4, 4, 2, 4), chúng ta có thể quan sát thấy, hiệu năng hệ thống tăng nhờ vào độ lợi phân tập tăng. Độ lợi phân tập tăng chủ yếu là do sự phân tập thời gian của anten MIMO thu và phát còn phân tập $T = 2$ giữ không đổi như Hình 4.

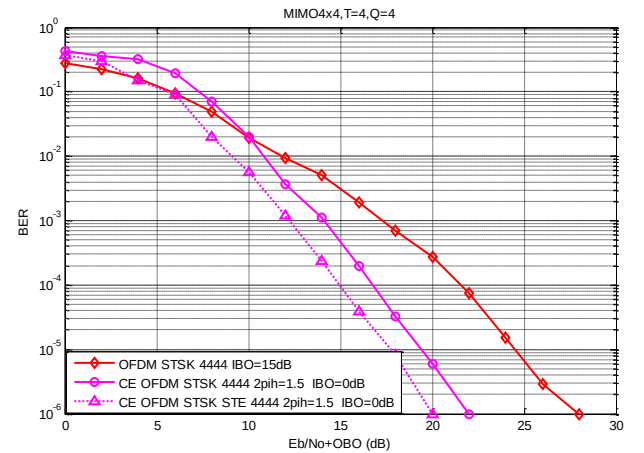
Với số anten thu phát MIMO giữ không đổi như Hình 5 nhưng tăng phân tập thời gian từ $T = 2$ lên $T = 4$, đúng như mong đợi hiệu năng cải thiện nhờ phân tập không gian thời gian như trong Hình 6. Như đã thảo luận trong Mục 2.3, khi hệ số phân tập thời gian T tăng thì dẫn đến giảm thông lượng hệ thống. Để giải quyết khó khăn này, tăng hiệu năng hệ thống mà vẫn không làm giảm thông lượng bằng cách sử dụng bộ cân bằng không gian thời gian STE như đề xuất, kết quả mô phỏng đã chứng minh điều này như kết quả ở Hình 4, 5, 6.



Hình 4. Hiệu năng BER của STSK (2,2,2,4) CE-OFDM so với OFDM với bộ khuếch đại phi tuyến HPA sử dụng $|IBO|=15\text{dB}$ trên kênh mmLOS



Hình 5. Hiệu năng BER của STSK (4,4,2,4) CE-OFDM so với OFDM với bộ khuếch đại phi tuyến HPA sử dụng $|IBO|=15\text{dB}$ trên kênh mmLOS



Hình 6. Hiệu năng BER của STSK (4,4,4,4) CE-OFDM so với OFDM với bộ khuếch đại phi tuyến HPA sử dụng $|IBO|=15\text{dB}$ trên kênh mmLOS

4. Kết luận

Trong bài báo này, nhóm tác giả nghiên cứu hệ thống CE-OFDM STSK cho các hệ thống MIMO mmWave. Kết quả nghiên cứu đã khai thác ưu điểm CE-OFDM STSK một cách hiệu quả cả sự phân tập không gian, tần số và thời gian, mang lại hiệu suất tăng đáng kể so với OFDM STSK với khuếch đại công suất cao tần phi tuyến. Chúng tôi đề xuất máy thu mới sử dụng bộ cân bằng không gian thời gian STE để hiệu năng hệ thống mà vẫn đảm bảo tăng dung lượng và hiệu quả phổ. Bởi vì, hiệu năng được cải thiện như vậy với máy thu có độ phức tạp thấp nên nhóm tác giả tin rằng việc triển khai thực tế sử dụng thử nghiệm phần cứng là khả thi. Trong tương lai các nghiên cứu có thể liên quan đến việc áp dụng các kỹ thuật giảm phổ tần chiếm dụng một phía, ví dụ, tiền mã hóa phổ. Một vấn đề khác chưa được trình bày trong bài báo này là tác động của nhiễu pha đối với hiệu năng hệ thống CE-OFDM STSK MIMO, điều này sẽ được nghiên cứu tiếp theo.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] H. Bolcskei, "MIMO-OFDM wireless systems: basics, perspectives, and challenges", *IEEE Wireless Communications*, Aug2006, vol. 13, pp. 31–37.

- [2] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden, and R. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", in *Signals, Systems, and Electronics*, 1998, pp. 295–300.
- [3] M. I. Kadir, S. Sugiura, S. Chen, and L. Hanzo, "Unified MIMO-Multicarrier Designs: A Space-Time Shift Keying Approach", *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 2015, vol. 17, pp. 550–579.
- [4] R. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial Modulation", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, pp. 2228–2241, July 2008.
- [5] C. Sacchi, T. F. Rahman, I. A. Hemadeh, and M. El-Hajjar, "Millimeter-Wave Transmission for Small-Cell Backhaul in Dense Urban Environment: a Solution Based on MIMO-OFDM and Space-Time Shift Keying (STSK)", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 4000–4017, 2017.
- [6] R. Gerzaguet, N. Bartzoudis, L. G. Baltar, V. Berg, J.-B. Dore, D. Ktenas, O. Font-Bach, X. Mestre, M. Payaro, M. F. arber, and K. Roth, "The 5G candidate waveform race: a comparison of complexity and performance", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2017, p. 13, Jan 2017.
- [7] M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samimi, S. Sun, S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, "Millimeter Wave Channel Modeling and Cellular Capacity Evaluation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, pp. 1164–1179, June 2014.
- [8] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 814–826, Mar 2002.
- [9] S. C. Thompson, A. U. Ahmed, J. G. Proakis, J. R. Zeidler, and M. J. Geile, "Constant Envelope OFDM", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 56, pp. 1300–1312, August 2008.
- [10] C. Sacchi, E. Cianca, T. Rossi, and M. D. Sanctis, "Analysis and assessment of the effects of phase noise in constant envelope multicarrier satellite transmissions", *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 922–927, June 2015.
- [11] T. Rahman, C. Sacchi, S. Morosi, A. Mazzinghi, and N. Bartolomei, "Constant-Envelope Multicarrier Waveforms for Millimeter Wave 5G Applications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, December 2017.
- [12] S. Sugiura, S. Chen, and L. Hanzo, "Coherent and differential space-time shift keying: A dispersion matrix approach", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, pp. 3219–3230, November 2010.
- [13] Jen-Wei Liang, Jiunn Tsair Chen, and A. J. Paulraj, "Two-stage hybrid approach for CCI/ISI reduction with space time processing", *IEEE Communications Letters*, vol. 1, pp. 163–265, November 1997.
- [14] Talha Faizur Rahman, Claudio Sacchi, "Space-Time Shift Keying and Constant-Envelope OFDM: A New Solution for Future Mm-Wave MIMO Multicarrier Systems", *European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, 23-August 2018.
- [15] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, "3-D statistical channel model for millimeter-wave outdoor mobile broadband communications", *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 2430–2436, June 2015.
- [16] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, "Local multipath model parameters for generating 5G millimeterwave 3GPP-like channel impulse response", *10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–5, April 2016.
- [17] Yuan Yang, Tero Ihalainen, Mika Rinne, and Markku Renfors, "Frequency-Domain Equalization in Single-Carrier Transmission: Filter Bank Approach", *Journal on Advances in Signal Processing*, Volume 2007, Article ID 10438, 16 pages doi:10.1155/2007/10438.
- [18] A. Brown, K. Brown, J. Chen, D. Gritters, K. C. Hwang, E. Ko, N. Kolias, S. O'Connor, and M. Sotelo, "High power, high efficiency E-band GaN amplifier MMICs", *IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, pp. 1–4, Nov 2012.
- [19] Gregory E. Bottomley and Karim Jamal, "Adaptive arrays and MLSE equalization", In *45th IEEE Vehicular Technology Conference*, volume 1, pages 50–54, 1995.

(BBT nhận bài: 02/3/2020, hoàn tất thủ tục phản biện: 20/5/2020)