PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ CÁC BỘ ÁNH XẠ TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ ĐA MỨC CHO HỆ THỐNG AOFDM BICM-ID

Đỗ Công Hùng
Trường Đại Học Công Nghiệp Hà Nội

Tóm tắt: Bài báo trình bày kết quả nghiên cứu phương pháp thiết kế các bộ ánh xạ tín hiệu điều chế nhằm tối đa hóa dung lượng thông tin cho cho hệ thống Adaptive OFDM dùng mã BICM-ID tại các vùng SNR khác nhau. Tác giả đưa ra phương pháp thiết kế mới, thích hợp cho các bộ điều chế QPSK, 8-PSK, 16-QAM và tìm được các tập ánh xạ mới có chất lượng tốt nhất theo tiêu chuẩn MSEW.

Từ khóa: Adaptive OFDM, BICM-ID.

I. GIỚI THIỆU

Với bản chất của phương thức truyền đa sóng mang trực giao cùng với sự ra đời của các chíp FFT có dung lượng lớn, những năm gần đây OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) không ngừng được nghiên cứu và ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin băng rộng như truyền hình kỹ thuật số DVB-T, các mạng Wif theo chuẩn IEEE 802.11a, b, g, n, các hệ thống Wimax theo chuẩn 802.16 và hệ thống thông tin 4G theo cả hướng LTE và Wimax nhờ những ưu điểm của nó trong tiết kiệm băng tần và khả năng chống pha đinh chọn lọc theo tần số cũng như xuyên nhiễu băng hẹp [7].

Ý tưởng ban đầu của AOFDM (*Adaptive* OFDM) là làm thích nghi tốc độ truyền dữ liệu trên các sóng mang OFDM tùy thuộc SNR của sóng mang trên mỗi băng con nhằm khai thác tối đa dung lượng của hệ thống OFDM trên kênh pha đinh băng hẹp được *Steele* và *Webb* đề xuất năm 1991, sau đó liên tục được phát triển bởi *Sampei-Osaka, Mc. Leod-Cambridge, L. Hanzzo...* [6, 7].

Cho đến nay các nghiên cứu và ứng dụng về AOFDM được tiến hành theo các hướng: điều chế đa mức trên các băng con [2]; thay đổi thích nghi các tham số OFDM [11]; sử dụng thích nghi *rate matching* cho mã T*urbo* cho OFDM [2] đã được ứng dụng cho hệ thống 4G-LTE.

Các phương pháp thích nghi truyền thống trong 4G-LTE làm thông lượng dữ liệu của hệ thống thay đổi là một hạn chế với các hệ thống yêu cầu tốc độ dữ liệu không đổi như truyền *Audio-Video* hai chiều trong thời gian thực. Mặt khác, do quá trình thích nghi đa mức bị giới hạn bởi ngưỡng SNR mà tại đó các bộ giải mã vẫn làm việc tốt, do đó việc nghiên cứu các bộ mã tốt cho hệ thống OFDM luôn là một công việc cần thiết.

Sau mã Turbo, gần đây mã BICM-ID (*Bit Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding*) được đề xuất sử dụng kết hợp với OFDM nhằm đạt được chất lượng lỗi bit tốt nhất [4], [13].

Các nghiên cứu đã chứng minh được rằng hệ thống BICM-ID OFDM khi sử dụng các phép ánh xạ *Gray*, SP, MSEW (*Maximum Squared Euclidean Weight*)... sẽ cho các đặc tính lỗi bit khác nhau tại các vùng SNR khác nhau [9], [15]. Giải pháp AOFDM mới với tên gọi là *Ánh xạ thích nghi* với ý tưởng thay đổi các bộ ánh xạ thích nghi theo các ngưỡng SNR khác nhau, cho phép tối đa hóa đặc tính lỗi bit trên toàn dải SNR mang lại hiệu quả đáng kể về tỷ lệ lỗi bit mà vẫn đảm bảo được thông lượng thông tin không đổi, phù hợp cho các ứng dụng hai chiều trong thời gian thực. Các kết quả nghiên cứu về Ánh xạ thích nghi cho bộ điều chế

Tác giả liên lạc: Đỗ Công Hùng,
email: hungdc@haui.edu.vn
Đến tòa soạn: 20/10/2016, chỉnh sửa lần 1: 14/12/2016, chỉnh sửa lần 2: 24/1/2017, chỉnh sửa lần 3: 25/2/2017, chấp nhận đăng: 7/3/2017.

QPSK và 8-PSK đã được công bố trong bài báo [14] và cho bộ điều chế 16-QAM được công bố trong [16].

Tuy nhiên, điểm mấu chốt của giải pháp Ánh xạ thích nghi như trên là phải tìm được các bộ ánh xạ có chất lượng tốt ở các vùng SNR khác nhau, đặc biệt là tại các vùng SNR cao. Các bộ ánh xạ này được đánh giá theo tiêu chí *cự ly Euclid bình phương cực đại* (MSEW). Cũng đã có một số phương pháp ánh xạ tới tập tín hiệu 8-PSK, 16-QAM được đề xuất nhằm đạt được xác suất lỗi bit thấp tại vùng SNR cao, nghĩa là ở vùng sàn lỗi của giải mã lặp [9]. Tuy nhiên, phương pháp này sử dụng phương pháp tính toán theo hàm truyền tổng thể của bộ mã nên rất phức tạp và chưa tính toán cụ thể các tham số cấu trúc của các bộ ánh xạ. Vì vậy, tác giả nghiên cứu và đề xuất các phương pháp đơn giản, hiệu quả và phù hợp cho mỗi bộ điều chế M-PSK hay M-QAM để tìm được các bộ ánh xạ mong muốn.

Với bộ điều chế QPSK có thể dùng thuật toán đánh giá trực tiếp. Tiếp theo bộ điều chế 8-PSK sử dụng thuật toán so sánh vét cạn nhờ sử dụng phần mềm *Matlab*; còn với các mức điều chế lớn hơn như 16-QAM do số lượng hoán vị 16! quá lớn, vượt quá khả năng của công cụ phần mềm hiện thời nên cần phải tìm một phương pháp khác.

Theo phương pháp này, các bộ ánh xạ mới được tạo thành dựa trên cơ sở chọn lựa các ánh xạ từ khối bit tới tập tín hiệu sao cho bit được bảo vệ ở mức thấp sẽ kết hợp để được truyền trên kênh có mức bảo vệ cao hơn, vì thế mức bảo vệ trung bình của khối bit sẽ cao hơn. Các kết quả cho thấy phương pháp mới này tuy đơn giản nhưng hiệu quả, có thể tìm được các bộ ánh xạ mới có chất lượng tốt nhất theo tiêu chuẩn MSEW.

Các nội dung tiếp theo của bài báo được sắp xếp như sau:

Phần II trình bày tóm lược phân tích lý thuyết và kết quả mô phỏng hệ thống OFDM BICM-ID với các bộ ánh xạ khác nhau. Phần III trình bày cụ thể phương pháp thiết kế các bộ ánh xạ tín hiệu khác nhau. Phần IV là các kết luận được rút ra.

II. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG HỆ THỐNG AOFDM BICM-ID

Theo sơ đồ khối đã được nêu và phân tích trong [14] và [16], quá trình giải mã mềm và giải điều chế mềm của BICM-ID được xây dựng theo thuật toán giải mã lặp cận tối ưu. Tại máy thu, bộ giải mã Viterbi được thay bằng bộ giải mã đầu vào và đầu ra mềm (SISO) [2]. Kết quả đầu ra của nó được đưa tới bộ giải điều chế mềm và coi như lượng thông tin thêm EI (*Extrinsic Information*) để tính toán lại giá trị bit.

Tại bộ giải điều chế mềm, giá trị *tỷ lệ hợp lẽ theo hàm log* (LLR) được xác định theo thuật toán *cực đại xác suất hậu nghiệm* (MAP).

$$LLR(\underline{v}_t^i) = \log\frac{P(v_t^i = 1/r_t)}{P(v_t^i = 0/r_t)} = \log\frac{\sum_{s_t \in S_1^i} P(r_t/s_t)P(s_t)}{\sum_{s_t \in S_0^i} P(r_t/s_t)P(s_t)}$$
$$= \log\frac{\sum_{s_t \in S_1^i} \exp\left[\frac{-\|r_t - \rho_t s_t\|^2}{N_0}\right]\prod_{j=1}^{m} P(\underline{v}_t^j)}{\sum_{s_t \in S_0^i} \exp\left[\frac{-\|r_t - \rho_t s_t\|^2}{N_0}\right]\prod_{j=1}^{m} P(\underline{v}_t^j)} \quad (2)$$

Đại lượng $L_e(\underline{v}_t^i)$ là giá trị thông tin thêm EI được tính bởi bộ giải điều chế là:

$$L_e(\underline{v}_t^i) = \log\frac{P(\underline{v}_t^i = 1/r_t)}{P(\underline{v}_t^i = 0/r_t)} - \log\frac{P(\underline{v}_t^i = 1)}{P(\underline{v}_t^i = 0)}$$
$$= \log\frac{\sum_{s_t \in S_1^i} \exp\left[\frac{-\|r_t - \rho_t s_t\|^2}{N_0}\right]\prod_{j=1, j\neq i}^{m} P(\underline{v}_t^j)}{\sum_{s_t \in S_0^i} \exp\left[\frac{-\|r_t - \rho_t s_t\|^2}{N_0}\right]\prod_{j=1, j\neq i}^{m} P(\underline{v}_t^j)} \quad (3)$$

Trong đó $P(\underline{v}_t^i)$ là xác suất được tính theo thông tin phản hồi từ bộ SISO sau khi xáo trộn và được tính theo công thức:

$$P(\underline{v}_t^i) = \begin{cases} \dfrac{\exp(L_a(\underline{v}_t^i))}{1+\exp(L_a(\underline{v}_t^i))}; & \underline{v}_t^i = 1 \\ \dfrac{1}{1+\exp(L_a(\underline{v}_t^i))}; & \underline{v}_t^i = 0 \end{cases} \quad (4)$$

Sau khi giải xáo trộn bít, thông tin này được đưa tới bộ giải mã mềm. Nhờ bộ xáo trộn bít, các bit đã mã hoá ban đầu ở xa nhau có thể được liên kết về một cùng một *symbol* kênh. Với xáo trộn lý tưởng, sự phản hồi từ các vùng dữ liệu mạnh (ít bị ảnh hưởng của nhiễu và tạp âm trên kênh) có thể loại bỏ tình

trạng tranh chấp trong điều chế bậc cao và cải thiện quá trình giải mã tại các vùng dữ liệu yếu.

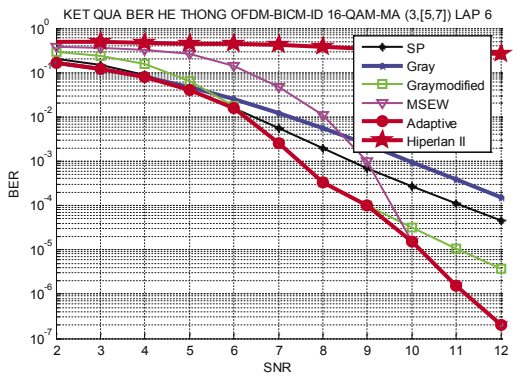
Theo truyền thống, các bộ ánh xạ *Gray* được coi là tối ưu do các điểm lân cận trên *constellation* chỉ khác nhau 1 bit. Nếu giải điều chế nhầm giữa hai điểm lân cận chỉ dẫn đến sai 1 bit tín hiệu.

Trong giải mã lặp ID, tại vòng giải mã đầu tiên hoặc khi hệ thống làm việc tại vùng SNR thấp (giá trị thông tin tiên nghiệm thấp) thì nhận xét trên vẫn đúng và các bộ ánh xạ *Gray* vẫn có được đặc tính lỗi bit tốt nhất so với các bộ ánh xạ khác.

Nhưng tại vùng SNR cao, hệ thống giải mã lặp dựa vào thông tin tiên nghiệm EI (2) để tính toán LLR (1). Do đó với thông tin đầy đủ của các bit còn lại trong *symbol,* bộ giải điều chế chỉ quan tâm tới khoảng cách *Euclid* của 2 bit đang xét. Do đó có thể nói điều chế 4-PSK, 8-PSK hay 16-QAM được đưa về điều chế nhị phân cho mỗi vị trí bit. Vì vậy, khoảng cách *Euclid* giữa hai điểm đang xét quyết định tới độ tin cậy khi quyết định bit còn lại đó là 0 hay 1.

Như vậy, chất lượng giải mã của BICM-ID phụ thuộc vào chất lượng giải mã và giải điều chế khi chưa có hoặc có giá trị thông tin tiên nghiệm EI thấp (ở vòng giải mã đầu hay khi hệ thống làm việc ở vùng SNR thấp) và mức độ cải thiện về chất lượng giải mã lặp khi có thêm lượng thông tin phản hồi từ lần giải mã trước (nhất là khi hệ thống làm việc ở vùng SNR cao). Độ tin cậy của lượng tin phản hồi lại phụ thuộc rất nhiều vào khoảng cách các bit trước đó và tỷ lệ SNR của tín hiệu, dẫn đến chất lượng của BICM-ID phụ thuộc rất nhiều vào cấu trúc các phép ánh xạ và giá trị của SNR công tác.

Theo phân tích trên, có thể thấy rằng không thể có một bộ ánh xạ tín hiệu nào có thể cho chất lượng giải mã tốt trên toàn dải SNR [9]. Từ nhận xét này, để hệ thống OFDM BICM-ID đạt được đặc tính tối ưu trên toàn dải SNR công tác, các bộ ánh xạ cần được thay đổi phù hợp theo SNR của băng con nhận biết được thông qua các sóng mang Pilot. Đó là ý tưởng chính của giải pháp thích nghi mới cho hệ thống OFDM đã được đề xuất và công bố các kết quả nghiên cứu trong [14] và [16] . Một trong những kết quả của nó được mô tả trong hình 1.



Hình 1. BER HT AOFDM BICM-ID16-QAM

Vấn đề còn lại là phải tìm được các bộ ánh xạ có chất lượng tốt ở các vùng SNR khác nhau, đặc biệt là tại các vùng SNR cao. Các bộ ánh xạ này được đánh giá theo tiêu chí cự ly *Euclid* cực đại MSEW [9] và cần có các phương pháp thích hợp để thiết kế các bộ ánh xạ có chất lượng tốt tại các vùng SNR khác nhau cho hệ thống, đó là nội dung chính của bài báo và được trình bày trong phần tiếp theo.

III. PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ CÁC BỘ ÁNH XẠ TÍN HIỆU KHÁC NHAU

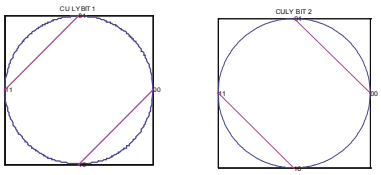
Như đã trình bày ở trên, trước đây cũng đã có một số phương pháp ánh xạ tới tập tín hiệu 8-PSK, 16-QAM được đề xuất nhằm đạt được xác suất lỗi bit (BER) thấp tại vùng tỷ lệ tín trên tạp (SNR) cao, nghĩa là ở vùng sàn lỗi của giải mã lặp [2, 9]. Tuy nhiên, các phương pháp này được tính theo hàm truyền tổng thể của bộ mã [9] nên rất phức tạp và chưa tính được cụ thể các tham số cho các bộ ánh xạ. Phương pháp được đề xuất ở đây thích hợp cho mỗi bộ điều chế đa mức và ý tưởng của nó có thể áp dụng cho các tập tín hiệu có bậc điều chế M lớn bất kỳ.

3.1. Thiết kế các bộ ánh xạ tín hiệu QPSK

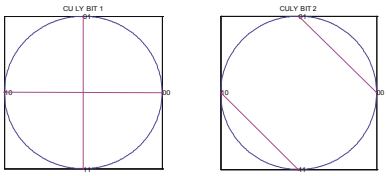
Cấu trúc và sự biểu diễn cự ly bit của các bộ ánh xạ QPSK điển hình được mô tả tại hình 2.

Như đã phân tích, tập ánh xạ *Gray* (hình 2a) theo truyền thống có hồ sơ bit là (2,2) được coi là tối ưu trong giải mã đơn hoặc giải mã lặp khi hệ thống có thông tin tiên nghiệm thấp (vòng lặp đầu hoặc tại

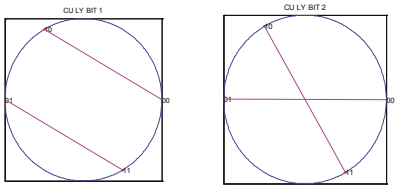
SNR thấp) vì khi sai 1 *symbol* chỉ dẫn đến sai 1 bit tín hiệu.



(a) Gray mapping [01 3 2]



(b) SP mapping [01 2 3]



(c) NEW- mapping [0 2 1 3]

Hình 2. Các sơ đồ ánh xạ QPSK điển hình

Tại SNR cao, dù có thông tin đầy đủ từ bit thứ nhất và bit thứ hai, việc xác định bit thứ 3 và thứ 4 còn lại vẫn dễ bị nhầm lẫn do cự ly *Euclid* của chúng cũng nhỏ vì không được thiết kế theo tiêu chuẩn MSEW (*Maximum Squared Euclidean Weight*). Vì vậy, phép ánh xạ *Gray* không còn là sự lựa chọn hoàn hảo với các thuật toán giải mã lặp.

Tiếp theo, các phép ánh xạ SP (*Set Partitioning*) có hồ sơ bit cao hơn là (4, 2) (hình 2b) sẽ có đặc tính lỗi bit tốt hơn tại SNR cao.

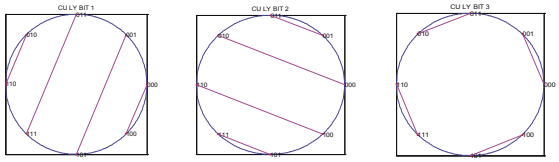
Trên *Constellation* tín hiệu chuẩn hóa, nếu cố định vị trí điểm tín hiệu 00 và thay đổi vị trí các điểm tín hiệu khác, ta sẽ chỉ có 3! = 6 hoán vị. Mỗi hoán vị sẽ cho chúng ta một tập tín hiệu ánh xạ có hồ sơ bit khác nhau. Do chỉ có tất cả 6 hoán vị nên ta hoàn toàn có thể khảo sát chất lượng của tất cả các hoán vị trong hệ thống và tìm được vùng SNR tốt với mỗi ánh xạ. Do đó việc tìm kiếm các thuật toán để thiết kế các bộ ánh xạ QPSK là không thực sự cần thiết.

Tuy nhiên từ biểu diễn cấu trúc bộ ánh xạ SP (hình 2b), nếu ta không chọn các điểm tín hiệu nằm tại các góc ¼ đường tròn theo truyền thống mà chọn vào các điểm khác, ví dụ như chọn vào các điểm có tọa độ 0, 3π/2, π, -π/3 như bộ ánh xạ NEW-mapping (hình 2c) thì khoảng cách *Euclid* được tăng lên và bộ ánh xạ này sẽ có chất lượng lỗi bit tốt tại SNR cao hơn.

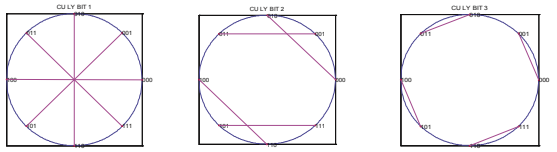
3.2. Thiết kế các bộ ánh xạ tín hiệu 8-PSK

Cấu trúc và sự biểu diễn cự ly bit của các bộ ánh xạ 8-PSK điển hình được mô tả như hình 3.

Trong *Constellation* 8-PSK chuẩn hoá, các cự ly bit bình phương là (4, 2, và $2 \pm \sqrt{2}$). Với tập ánh xạ *Gray* (hình 3a), do khoảng cách *Euclid* nhỏ (nhỏ nhất bằng $2-\sqrt{2}$), dù có thông tin đầy đủ từ 2 bit kia việc xác định bit còn lại vẫn dễ bị nhầm lẫn. Do đó, phép gán nhãn *Gray* của bộ điều chế 8-PSK cũng không phải sự lựa chọn hoàn hảo cho thuật toán giải mã lặp.



(a) Gray mapping [0 1 3 2 7 6 4 5]



(b) SP mapping [0 1 2 3 4 5 6 7]

Hình 3. Các sơ đồ ánh xạ 8-PSK truyền thống

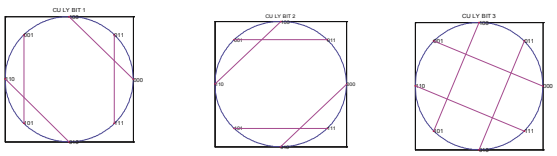
Trong khi đó phép ánh xạ SP (hình 3b) có các cự ly bit 1, 2, 3 đều và hồ sơ bit (4, 2, $2-\sqrt{2}$) với các khoảng cách *Euclid* lớn hơn nên sẽ có chất lượng BER tốt hơn ở vùng SNR cao. Theo hình 3 ta cũng có nhận xét tương tự như vậy cho bộ ánh xạ MSEW.

Trên Constellation chuẩn hóa, nếu cố định vị trí điểm tín hiệu 000 và thay đổi vị trí các điểm tín hiệu khác, ta sẽ có 7! = 5040 hoán vị, mỗi hoán vị sẽ tương ứng với một tập ánh xạ tín hiệu có cự ly bit khác nhau.

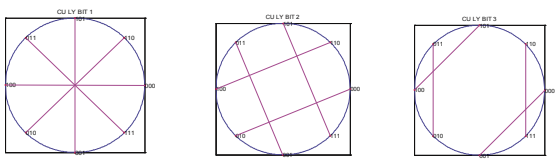
Việc tìm kiếm các bộ ánh xạ có cự ly bit lớn không thể thực hiện theo phương pháp vét cạn như QPSK mà có thể thực hiện theo thuật toán sau :

- Định nghĩa các bộ ánh xạ tương ứng với vị trí các điểm trên *Constellation* tín hiệu chuẩn hóa.
- Sinh hoán vị nhờ hàm "*Perms"* trong MATLAB.
- Tính cự ly các bit của mỗi hoán vị.
- Phân thành nhóm có cự ly bit đều và không đều.
- Sắp xếp các hoán vị có cự ly bit theo thứ tự từ cao xuống thấp.
- In ra các hoán vị, với đủ cấu tạo và hồ sơ cự ly bít.

Bằng thuật toán trên, ta có thể tìm được tất cả là 24 bộ ánh xạ có cự ly bit đều, 96 bộ ánh xạ có cự ly bit không đều, tối đa theo tiêu chuẩn MSEW, bao gồm cả các bộ ánh xạ MSEW được biết từ trước tới nay. Cấu trúc của một số bộ ánh xạ điển hình mô tả ở hình 4.



(a) MSEW-mapping [03612547], hồ sơ bít(2,2,3.4)



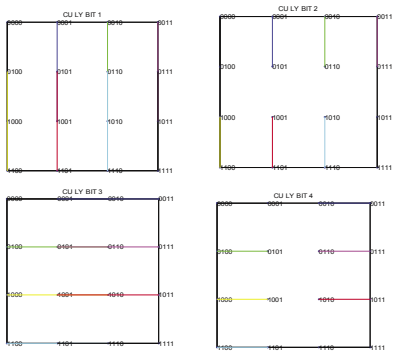
(b) MSEW-CH1 [06534217], hồ sơ bít (4,3.4,2)

*Hình 4. Sơ đồ **MSEW-mapping** và MSEW-CH1 mới*

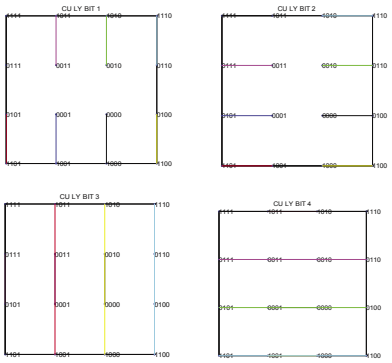
Các bộ ánh xạ điển hình được liệt kê trong bảng 1, và bảng 2, bao gồm cả 14 bộ ánh xạ tốt nhất được tìm thấy theo phương pháp hàm truyền [9] trước đây.

3.3. Thiết kế các bộ ánh xạ tín hiệu 16-QAM

Cấu trúc và sự biểu diễn cự ly bit của các bộ ánh xạ 16-QAM thông thường được mô tả tại hình 5.



(a) SP mapping [1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16]
(16, 4,16, 4) d= 40



(b) Gray mapping [11 10 7 6 12 9 8 5 15 14 3 2 16 13 4 1]
(4, 4, 20, 20) dt = 48

Hình 5. Các sơ đồ ánh xạ 16-QAM thông thường

Phân tích tương tự như mục 3.1 và 3.2, chất lượng của hệ thống AOFDM BICM-ID phụ thuộc rất nhiều vào cự ly bit trong tập ánh xạ tín hiệu điều chế. Tuy vậy, phương pháp tìm kiếm các bộ ánh xạ theo hàm truyền [9] khi áp dụng tỏ ra quá phức tạp và chưa chỉ rõ tham số của từng tập ánh xạ 16-QAM. Phương pháp tính toán trình bày tại mục 3.2 cũng không thể thực hiện được do với 16 vị trí của các điểm tín hiệu trên Constellation, ta có 16! hoán vị, số lượng này vượt quá giá trị cho phép của hàm "*Perms"* hiện thời. Do đó chúng ta cần phải có một phương pháp mới để tìm kiếm các tập ánh xạ có cự ly bit cực đại.

Từ phân tích trong [16] cho thấy rằng giá trị *tỷ lệ hợp lẽ theo hàm log* (LLR) của mỗi bit trong nhãn nhị phân của tín hiệu ngoài bit đang xét còn phụ thuộc vào tín hiệu thu được và phụ thuộc vào thông

tin về các bit còn lại trong *symbol*, được phản hồi về từ bộ giải mã. Nghiên cứu đề xuất một phương pháp đơn giản nhưng hữu hiệu để thiết kế các bộ ánh xạ symbol M-PSK cũng như M-QAM cho bộ mã BICM-ID.

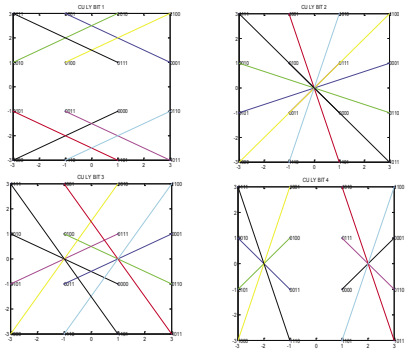
Giả thiết rằng thông tin phản hồi là đủ tin cậy, (khi xét 2 bit còn lại trong một symbol, ta đã biết giá trị của các bit còn lại), kênh truyền với điều chế $M = 2^m$ mức có thể được coi là m kênh truyền song song. Mỗi symbol 16-QAM tương ứng với 4 bit và mỗi phép ánh xạ của 16-QAM được biểu diễn bằng một vectơ $\mu_p = \{p_1, p_2 ....., p_{16}\}$ với $p_i, 1 \le i \le 16$ đại diện cho điểm 1 tín hiệu được dán nhãn nhị phân $v_p = (v^1, v^2, v^3, v^4)$ có giá trị trong toạ độ Đề-các là i.

Các bộ ánh xạ mới được thiết kế dựa trên ánh xạ từ khối bit tới *Constenlation* sao cho bit có độ bảo vệ bit thấp được kết hợp với bit có độ bảo vệ bit cao hơn. Do đó, ta thực hiện các phép cộng mô-đun 2 giá trị của các bit khác vào bit được xét. Như vậy độ bảo vệ bit trung bình của cả khối bit sẽ lớn hơn.

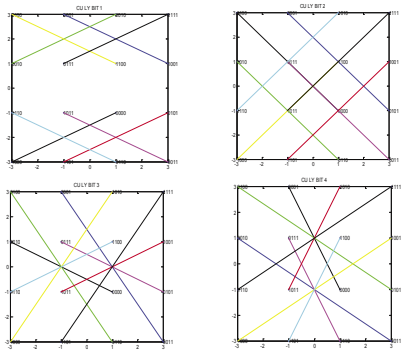
Theo phương pháp này, ta có thể tìm được các bộ ánh xạ tín hiệu mới theo thuật toán sau:

- Định nghĩa các điểm tín hiệu trên *Constenlation*.
- Khai báo và tính toán cự ly bit tập tín hiệu ban đầu.
- Sinh ra các phép biến đổi tuyến tính và áp dụng lên vị trí các bít.
- Tính toán cự ly bit của tập tín hiệu mới được sinh.
- Sắp xếp và lựa chọn và các bộ tín hiệu có cự ly bit theo thứ tự yêu cầu.

Bằng thuật toán này, từ các bộ ánh xạ ban đầu có cự ly bit nhỏ, với các phép biến đổi tuyến tính đơn giản, ta có thể tìm được nhiều bộ ánh xạ mới có cự ly bit lớn đáng kể, được liệt kê trong bảng 3 và một trong các kết quả điển hình được mô tả ở hình 6.



(a) MSEW- CH5 [11 4 6 13 2 9 15 8 14 5 3 12 7 16 10 1]
(24, 36, 40, 20) dt =120



(b) MAX–CH1 [11 2 5 16 1 12 15 6 13 8 3 10 7 14 9 4]
(20, 32, 36, 36) dt =124

Hình 6: Các ánh xạ 16-QAM tìm được điển hình

III. KẾT LUẬN

Với mục tiêu tìm kiếm được các bộ ánh xạ tín hiệu có chất lượng tốt trên các vùng SNR khác nhau, phục vụ cho hệ thống thích nghi OFDM sử dụng BICM-ID, tác giả đã xây dựng được các phương pháp phù hợp cho các bộ ánh xạ QPSK, 8-PSK và 16-QAM.

Khi sử dụng các điều chế bậc thấp như QPSK, 8-PSK, có thể dùng phương pháp đánh giá vét cạn trực tiếp hay dùng thuật toán *Perm* trong Matlab để tìm các bộ ánh xạ. Khi số bậc điều chế lớn, với giả thiết rằng điều kiện thông tin phản hồi là đủ tin cậy, kênh truyền với điều chế $M = 2^m$ mức trong hệ thống có thể được coi là m kênh truyền song song và được đưa về điều chế bậc 2 khi xác định vị trí mỗi bít, từ đó đề xuất phương pháp xây dựng bộ

ánh xạ tín hiệu điều chế mới bằng các phép biến đổi tuyến tính đơn giản là lấy một tập ánh xạ tín hiệu gốc làm cơ sở, sau đó cộng mô-đun 2 các giá trị của bit khác vào bit được xét.

Bằng các phép biến đổi tuyến tính khác nhau, từ một bộ ánh xạ bất kỳ ban đầu, phương pháp này có thể tạo được các tập ánh xạ tín hiệu mới có cự ly bit khác nhau và có giá trị lớn theo mong muốn, dẫn đến đạt được chất lượng BER tốt trên các vùng SNR khác nhau, tạo cơ sở cho giải pháp thích nghi của hệ thống OFDM sử dụng BICM-ID theo ngưỡng SNR.

Phương pháp này có thể áp dụng cho các bộ ánh xạ tín hiệu điều chế bậc cao hơn như 64-QAM và 256-QAM. Cùng với nó, việc tìm kiếm các phép biến đổi hiệu quả và tối ưu sẽ là hướng phát triển nghiên cứu tiếp theo và kết quả của nó sẽ được trình bày trong các bài báo sau.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, A Soft-input Soft-output App Module for Iterative Decoding of Concatenated Codes / IEEE Commun. Letters, Vol. 1, Jan 1997, pp. 22 - 24.

[2] X. Li, A. Chindapol, and J. A. Ritcey, Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding and 8PSK Signaling / IEEE Trans. on Commun., Vol. 50, No. 8, Aug. 2002, pp. 1250 - 1257.

[3] X. Li and J. A. Ritcey, Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding, IEEE Commun. Lett., Vol. 1, Nov 1997, pp. 169 - 171.

[4] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, Bit-Interleaved Coded Modulation, IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 44, May 1998, pp. 927 - 946.

[5] G. Ungerboeck, Channel Coding with Multilevel Phase Signals / IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 28, Jan 1982, pp. 56 - 67.

[6] R. Van. Nee, OFDM for Wireless Mutimedia Commu., Artech House, Boston, London, 2000.

[7] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, Single and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation, IEEE Press, New York: Wiley, Apr 2000.

[8] E. Zehavi, "16-QAM trellis codes for a Rayleigh fading channel," IEEE Trans. Commun., vol. 40, pp. 873–883, May 1992.

[9] JunTan and Gordon L. Stuber "Analysis and Design of Symbol Mappers for Iteratively Decoded BICM" , IEEE Trans. on Wireless Commun., Vol. 4, No. 2, Mar 2005.

[10] S.Hara, R.Prasad, 2003 ''Multicarier Techniques for 4G Mobile Communications''.

[11] Zhang Zhao-yang, Lai Li-feng,2003 ''A novel OFDM transmission scheme with leng- adptive Ciclic Pref x''Journalof Zhejiang University Science ISSN 1009-3095.

[12] A. J. Viterbi and J. K. Omura, Principles of Digital Communication and Coding. New York: McGraw-Hill, 1979.

[13] Đỗ Công Hùng, Đinh Thế Cường, Nguyễn Quốc Bình, "Nâng cao Chất lượng Hệ thống OFDM bằng BICM-ID", Chuyên san Các công trình nghiên cứu- Triển khai Viễn thông và Công nghệ thông tin, Bộ Bưu chính Viễn thông, tháng 2/2007.

[14] Do Cong Hung, Tran Xuan Nam, Dinh The Cuong, "Adaptive Mapping for BICM-ID OFDM Systems", Biennial Vietnam conference on Radio and Electronics (REV 2006), November 6-7, 2006.

[15] Zhixing Yang, Qiuliang Xie, Kewu Peng, and Jian Song, "Labeling Optimization for BICM-ID Systems", IEEE Communications Letters, Vol. 14, No. 11, November 2010.

[16] Đỗ Công Hùng, "Giải pháp ánh xạ thích nghi cho hệ thống OFDM bằng mã BICM-ID với các bộ ánh xạ tín hiệu16-QAM khác nhau" .Hội thảo Quốc gia về Điện tử, Truyền thông và Công nghệ thông tin (ECIT 2015).

[17] F. Schreckenbach, N. Gortz, J. Hagenauer, and G. Bauch, "Optimized Symbol Mappings for Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding", GLOBECOM 2003.

[18] Hassan M. Navazi · Ha H. Nguyen, "A Novel and Eff cient Mapping of 32-QAM Constellation for BICM-ID Systems", Wireless Personal Communications 2014.

[19] O. Alamri, B. Poupart, M. El-Hajjar, S-X. Ng and L. Hanzo, "ON MULTIDIMENSIONAL BICM-ID CONSTELLATION LABELLING", ICC 2010.

Bảng 1. 5/24 Tập 8-PSK MSEW-CH mới, cự ly bit đều

TT	Vị trí bit tương ứng								Cự ly bit trung bình bình phương			Tổng các cự ly bit
	000	001	010	011	100	101	110	111	Bit 1	Bit 2	Bit 3	
1	0	7	5	3	4	2	1	6	3.7071	3.7071	2.0000	9.4142
2	0	7	5	2	4	3	1	6	4.0000	3.4142	2.0000	9.4142
3	0	7	4	2	5	3	1	6	3.7071	3.7071	2.0000	9.4142
4	0	6	5	2	4	3	1	7	3.7071	3.7071	2.0000	9.4142
5	0	6	4	3	5	2	1	7	3.7071	3.7071	2.0000	9.4142

Bảng 2. 5/96 tập 8-PSK MSEW-CH mới, có cự ly bit không đều

TT	Vị trí bit tương ứng								Cự ly bit bình phương			Tổng các cự ly bit
	000	001	010	011	100	101	110	111	Bit 1	Bit 2	Bit 3	
1	0	6	5	3	4	2	1	7	4.0000	3.4142	2.0000	9.4142
2	0	6	4	2	3	1	7	5	3.4142	4.0000	2.0000	9.4142
3	0	6	4	2	5	3	1	7	3.4142	4.0000	2.0000	9.4142
4	0	6	3	1	4	2	7	5	4.0000	3.4142	2.0000	9.4142
5	0	5	6	3	4	1	2	7	4.0000	2.0000	3.4142	9.4142

Bảng 3. 10/99 Tập tín hiệu 16-QAM

STT	Bộ ánh xạ ban đầu	Hồ sơ cự ly bit	Phép biến đổi	Bộ ánh xạ tìm được	Hồ sơ cự ly bit
1	SP [1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16]	(16,4,16, 4) d_t =40	$u_1= v_1+v_2+v_3+v_4$	Good-CH1 [1 10 11 4 13 6 7 1 9 2 3 12 5 14 15 8]	(16, 20, 32,20) d_t =88
2	Gray [11 10 7 6 12 9 8 5 15 14 3 2 16 13 4 1]	(4, 4,20,20) d_t = 48	$u_1=v_1+v_4$	Good-CH2 [11 2 7 14 4 9 16 5 15 6 3 10 8 13 12 1]	(4, 20, 20, 36) d_t= 80
3	Good-CH2 [11 2 7 14 4 9 16 5 15 6 3 10 8 13 12 1]	(4, 20,20,36) d_t= 80	$u_3= v_2+v_3$	MSEW-CH1 [11 2 5 16 4 9 14 7 13 8 3 10 6 15 12 1]	(20, 20, 36, 36) d =112
4	nt	nt	$u_3= v_3+v_2+v_4$	MSEW-CH2 [11 4 5 14 2 9 16 7 13 6 3 12 8 15 10 1]	(20, 36, 36, 20) d_t =112
5	MSEW- CH2 [11 4 5 14 2 9 16 7 13 6 3 12 8 15 10 1]	(20,36,36,2) d_{tb} =112	$u_2= v_1+v_2$	MSEW- CH3 [15 4 5 10 2 13 12 7 9 6 3 16 8 11 14 1]	(20, 40, 32, 24) d_t =116
6	nt	nt	$u_2= v_2+v_4$	MSEW- CH4 [11 8 5 10 6 9 12 7 13 2 3 16 4 15 14 1]	(20, 40, 36, 24) d_t =120

STT	Bộ ánh xạ ban đầu	Hồ sơ cự ly bit	Phép biến đổi	Bộ ánh xạ tìm được	Hồ sơ cự ly bit
7	nt	nt	$u_4 = v_2 + v_4$	MSEW- CH5 [11 4 6 13 2 9 15 8 14 5 3 12 7 16 10 1]	(24, 36, 40, 20) d_t=120
8	nt	nt	$u_4 = v_3 + v_4$	MSEW- CH6 [12 3 5 14 2 9 15 8 13 6 4 11 7 16 10 1]	(24, 32, 40, 20) d_t=116
9	MSEW-1 [11 4 5 14 1 10 15 8 13 6 3 12 7 16 9 2]	(20,32,36,20) d_t= 108	$u_4 = v_4 + v_3$	MSEW –CH7 [12 3 5 14 1 10 16 7 13 6 4 11 8 15 9 2]	(24, 36, 40, 20) dt = 120
10	MSEW-1 [11 4 5 14 1 10 15 8 13 6 3 12 7 16 9 2]	nt	$u_4 = v_2 + v_4$	MSEW –CH8 [11 4 6 13 1 10 16 7 14 5 3 12 8 15 9 2]	(24, 32, 40, 20) dt = 116

THE METHODS TO DESIGN MULTI-LEVEL MODULATION SIGNAL MAPPERS FOR AOFDM SYSTEM USING BICM-ID CODE

Abstract: The article presents the results of the research on the design of modulation signal mappers in order to maximize the throughput of Adaptive OFDM systems using BICM-ID codes in different SNR regions. The author provides a new design method suitable for QPSK, 8-PSK, 16-QAM modulators, and f nds the best new mapping sets according to MSEW standard.

Đỗ Công Hùng sinh năm 1967 tại thành phố Hải phòng, tốt nghiệp khoa Vô tuyến Học viện Kỹ thuật Quân sự năm 1988, nhận bằng Thạc sĩ năm 2002, nhận bằng Tiến sĩ năm 2008 tại Học viện Kỹ thuật Quân sự.

Nguyên Trưởng khoa CNKT Điện tử- Viễn thông Đại học Thành Đô - Hà Nội.

Hiện là Giảng viên khoa Điện tử - Đại học Công nghiệp Hà Nội.

Lĩnh vực nghiên cứu: Hệ thống thông tin số, kỹ thuật OFDM, mã kênh (Convolution, Turbo, BICM-ID codes).

Email: hungdc@haui.edu.vn; doconghung2000@gmail.com