



(12) BẢN MÔ TẢ SÁNG CHẾ THUỘC BẰNG ĐỘC QUYỀN SÁNG CHẾ

(19) Cộng hòa xã hội chủ nghĩa Việt Nam (VN)
CỤC SỞ HỮU TRÍ TUỆ

(11)



1-0047535

(51)^{2022.01} H04L 25/02; H04W 72/04; H04L 5/00

(13) B

(21) 1-2022-07206

(22) 03/11/2022

(45) 25/06/2025 447

(43) 27/01/2023 418A

(73) TẬP ĐOÀN CÔNG NGHIỆP - VIỆN THÔNG QUÂN ĐỘI (VN)

Lô D26 khu đô thị mới Cầu Giấy, phường Yên Hoà, quận Cầu Giấy, thành phố Hà Nội

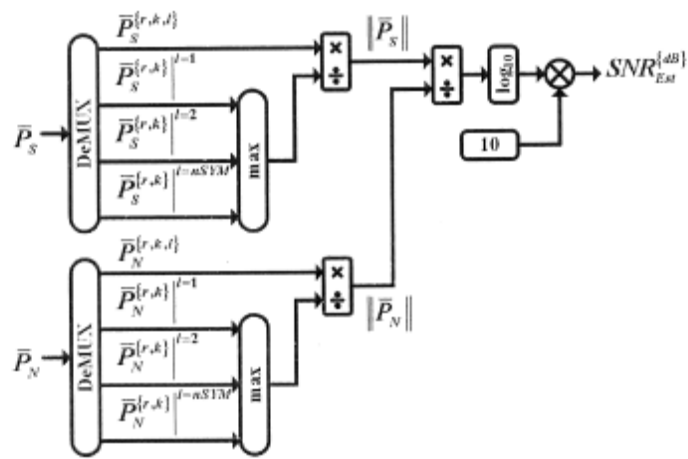
(72) Phan Đăng Minh (VN); Lương Xuân Hào (VN); Nguyễn Trung Tiến (VN); Dương Văn Hoàn (VN); Huỳnh Quốc Anh (VN); Nguyễn Hữu Tùng (VN); Nguyễn Đức Ngọc Toàn (VN); Đoàn Như Nhật Anh (VN).

(74) Công ty TNHH NACILAW (NACILAW)

(54) PHƯƠNG PHÁP CẢI TIẾN HIỆU NĂNG GIẢI MÃ KÊNH ĐIỀU KHIỂN
ĐƯỜNG LÊN LỚP VẬT LÝ ĐỊNH DẠNG HAI TRONG VIỆN THÔNG DI ĐỘNG
THẾ HỆ THỨ NĂM

(21) 1-2022-07206

(57) Sáng chế thực hiện cải tiến hiệu năng giải mã tín hiệu kênh điều khiển đường lên lớp vật lý định dạng hai trong hệ thống viễn thông di động thế hệ thứ năm. Bằng việc áp dụng lý thuyết đại số tuyến tính, ma trận tuyến tính, xác suất thống kê, và chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất, sáng chế thực hiện thuật toán giải mã tín hiệu theo sáu bước sau: bước 1: ước lượng kênh; bước 2: cân bằng kênh và hợp ăng-ten; bước 3: giải ánh xạ; bước 4: giải xáo bit; bước 5: giải mã bit; bước 6: thống kê kết quả. Hiệu quả của phương pháp được kiểm chứng bằng kết quả thực nghiệm với các thiết bị hiện đại. Qua đó chứng minh tính khả dụng trong công nghiệp khi đáp ứng các yêu cầu kĩ thuật do 3GPP quy định.



Hình 5

Lĩnh vực kỹ thuật được đề cập

Sáng chế đề xuất phương pháp cải tiến hiệu năng giải mã kênh điều khiển đường lên lớp vật lý định dạng hai bằng chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu. Cụ thể, phương pháp được đề xuất trong sáng chế được ứng dụng trong viễn thông di động thế hệ thứ năm.

Tình trạng kỹ thuật của sáng chế

Trong thông tin di động, đường lên (Uplink) là quy ước chiều truyền tín hiệu từ thiết bị người dùng (User Equipment – UE) đến trạm gốc (Base Station – BS). Xác nhận đã nhận được dữ liệu (Acknowledgement – ACK) đóng vai trò quan trọng trong truyền nhận tín hiệu giữa UE và BS vì liên quan đến truyền lại. Truyền lại khi không cần thiết dẫn đến tác động tiêu cực vì chiếm tài nguyên, băng thông và thời gian xử lý toàn hệ thống. Do các yếu tố thực tế như kênh truyền và nhiễu, việc giải mã đơn vị thông tin (bit) tại BS bị ảnh hưởng khi UE có hay không gửi tín hiệu, gây mất hay nhận sai ACK. Trong hệ thống viễn thông di động thế hệ thứ năm (Fifth Generation – 5G), ACK được giải mã bởi kênh điều khiển đường lên lớp vật lý định dạng hai (Physical Uplink Control Channel Format 2 – PUCCH F2). Sáng chế giảm xác suất giải mã sai hay mất ACK bằng chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất. Từ đó, nâng cao tính chính xác của bước ước lượng kênh và tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu (Signal-to-Noise Ratio – SNR). Nói cách khác, hiệu năng giải mã của PUCCH F2 được cải thiện hiệu quả, chính xác với kết quả được xác nhận thông qua các bài kiểm tra thực nghiệm.

Bản chất kỹ thuật của sáng chế

Về mặt kỹ thuật, sáng chế giúp tối thiểu hóa tỉ lệ lỗi trong việc nhận và giải mã thông tin tại BS khi UE có hay không gửi tín hiệu, góp phần nâng cao chất lượng dịch vụ, tối đa hóa dung lượng và băng thông hệ thống.

Để đạt được mục đích trên, phương pháp được đề cập trong sáng chế bao gồm các bước:

Bước 1: ước lượng kênh: ước lượng ma trận kênh truyền, SNR, và công suất tín hiệu và nhiễu dựa trên tín hiệu nhận được tại mỗi ăng-ten;

Bước 2: cân bằng kênh và hợp ăng-ten: tái tạo tín hiệu truyền đi, triệt tiêu nhiễu, và hợp tín hiệu thành một luồng duy nhất;

Bước 3: giải ánh xạ: ánh xạ ngược các ký tự thực ảo về dạng véc-tơ cột;

Bước 4: giải xáo bit: biến đổi ngược chuỗi bit về giống chuỗi bit ban đầu truyền đi;

Bước 5: giải mã bit: xác định trạng thái truyền tín hiệu, và trả ra giá trị chuỗi bit gốc nếu là trạng thái thực truyền;

Bước 6: thống kê kết quả: dựa vào trạng thái truyền và giá trị chuỗi bit gốc để thống kê các xác suất và so sánh với yêu cầu của chuẩn.

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

Hình 1 là hình vẽ thể hiện luồng xử lý tín hiệu của PUCCH F2;

Hình 2 là hình vẽ thể hiện bước ước lượng kênh;

Hình 3 là hình vẽ thể hiện thành phần sóng mang của PUCCH F2;

Hình 4 là hình vẽ thể hiện bước ước lượng công suất trung bình tín hiệu;

Hình 5 là hình vẽ thể hiện bước chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất;

Hình 6 là hình vẽ thể hiện bước cân bằng kênh và hợp ăng-ten;

Hình 7 là hình vẽ thể hiện bước giải ánh xạ;

Hình 8 là hình vẽ thể hiện bước giải xáo bit;

Hình 9 là hình vẽ thể hiện bước giải mã bit: bộ giải mã Rít-mun-lơ (Reed-Muller – RM);

Hình 10 là hình vẽ thể hiện bước giải mã bit: bộ giải mã cực (Polar – PL);

Hình 11 là hình vẽ thể hiện bước thống kê kết quả;

Hình 12 là hình vẽ thể hiện phần cứng của thực nghiệm.

Mô tả chi tiết sáng chế

Sáng chế áp dụng lý thuyết đại số tuyến tính, ma trận tuyến tính, xác suất thống kê, và chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất để cải tiến hiệu năng giải mã PUCCH F2 trong 5G.

Hình 1 khái quát quá trình giải mã tín hiệu bằng gốc của PUCCH F2. Trong khi kênh

truyền được ước lượng nhờ tín hiệu $Y^{(r)}$ tại mỗi ăng-ten thu r , bước cân bằng kênh giúp tái tạo tín hiệu truyền đi và triệt tiêu nhiễu. Chuỗi tín hiệu duy nhất bằng hợp ăng-ten được lần lượt giải ánh xạ, giải xáo bit và giải mã bit nhằm thu trạng thái truyền tín hiệu và ACK (trường hợp UE có truyền tín hiệu). Hiệu năng giải mã của PUCCH F2 được đánh giá bằng thống kê các xác suất liên quan.

Cụ thể, nội dung các bước thực hiện sáng chế như sau:

Bước 1: ước lượng kênh;

Bước 1.1: mô hình ma trận tuyến tính:

Công thức (1) diễn tả quan hệ giữa tín hiệu X do UE phát, ma trận kênh truyền $H^{(r)}$, tín hiệu $Y^{(r)}$ tại ăng-ten thu r , và nhiễu N .

$$Y^{(r)} = H^{(r)} X + N \quad (1)$$

Hình 2 mô tả thuật toán xác định $H^{(r)}$ dựa vào X và $Y^{(r)}$. Trong khi X được tái tạo bằng điều chế băng gốc từ các tham số đã biết, $Y^{(r)}$ là tín hiệu thu được bằng cách trích xuất tọa độ PUCCH trên lưới tài nguyên miền tần số tại ăng-ten r .

Bước 1.2: trích xuất tín hiệu tham chiếu (demodulation reference signals – DMRS):

Trong 5G, mỗi ô tài nguyên (Resource Block – RB) chứa mười hai sóng mang con (subcarrier) miền tần số như trong Hình 3. Các sóng mang con chứa tín hiệu tham chiếu (DMRS) được sắp xếp xen kẽ với các sóng mang con chứa tín hiệu dữ liệu (DATA) trong PUCCH F2. Với tọa độ các DMRS trên lưới tài nguyên vật lý đã biết, $Y_{RS}^{(r)}$ và X_{RS} là tín hiệu tại các DMRS bằng trích xuất $Y^{(r)}$ và X .

$$Y_{RS}^{(r)} = DMRS(Y^{(r)}) \quad (2)$$

$$X_{RS} = DMRS(X) \quad (3)$$

trong đó: $DMRS$ là bước trích xuất tín hiệu tại các DMRS;

Bước 1.3: ma trận kênh truyền điều kiện không nhiễu:

Nếu N trong công thức (1) được bỏ qua, ma trận kênh truyền $HLS_{RS}^{(r)}$ tại các DMRS và ăng-ten thu r như sau:

$$HLS_{RS}^{(r)} = Y_{RS}^{(r)} X_{RS}' \quad (4)$$

$$X'_{RS} = \text{conj}(X_{RS}) \quad (5)$$

trong đó: X'_{RS} là liên hợp phức của X_{RS} qua phép tính conj ;

Bước 1.4: ước lượng kênh:

Tại ăng-ten thu r , ma trận kênh truyền $H^{\{r\}}$ được ước lượng từ $HLS_{RS}^{\{r\}}$ và W :

$$H^{\{r\}} = HLS_{RS}^{\{r\}} W \quad (6)$$

Trong công thức (6), W là ma trận trọng số Bét-xeo (Bessel) và được tính từ SNR đề-xi-ben (SNR in Decibel – $SNR^{\{dB\}}$). Nếu lần chạy vòng lặp tính toán là lần đầu thì $SNR^{\{dB\}}$ là hằng số $SNR_0^{\{dB\}}$, ngược lại là $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ trong bước 1.8.

Bước 1.5: trích xuất ma trận kênh truyền tại các DMRS:

$H_{RS}^{\{r\}}$ là ma trận kênh truyền tại các DMRS và ăng-ten thu r bằng trích xuất $H^{\{r\}}$ như trong công thức (7):

$$H_{RS}^{\{r\}} = DMRS(H^{\{r\}}) \quad (7)$$

Bước 1.6: ước lượng công suất tín hiệu (CSTH) và công suất nhiễu (CSN):

Dựa vào quan hệ tuyến tính trong công thức (1), ma trận tín hiệu $S_{RS}^{\{r\}}$ và nhiễu $N_{RS}^{\{r\}}$ tại các DMRS và ăng-ten thu r được tính.

$$S_{RS}^{\{r\}} = H_{RS}^{\{r\}} X_{RS} \quad (8)$$

$$N_{RS}^{\{r\}} = Y_{RS}^{\{r\}} - H_{RS}^{\{r\}} X_{RS} = Y_{RS}^{\{r\}} - S_{RS}^{\{r\}} \quad (9)$$

$S_{RS}^{\{r\}}$ và $N_{RS}^{\{r\}}$ trong công thức (8) và công thức (9) được diễn đạt dưới dạng ma trận số phức như sau:

$$S_{RS}^{\{r\}} = \begin{bmatrix} RS_1 + jIS_1 \\ RS_2 + jIS_2 \\ \vdots \\ RS_{nDMRSSC} + jIS_{nDMRSSC} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$N_{RS}^{\{r\}} = \begin{bmatrix} RN_1 + jIN_1 \\ RN_2 + jIN_2 \\ \vdots \\ RN_{nDMRSSC} + jIN_{nDMRSSC} \end{bmatrix} \quad (11)$$



trong đó:

- RS là phần thực tại các DMRS của ma trận tín hiệu;
- IS là phần ảo tại các DMRS của ma trận tín hiệu;
- RN là phần thực tại các DMRS của ma trận nhiễu;
- IN là phần ảo tại các DMRS của ma trận nhiễu;
- j là đơn vị ảo;
- $nDMRSSC$ là số sóng mang DMRS;

Biên độ số phức tại các DMRS trong công thức (10) và công thức (11) được tính như sau:

$$Mag(S_{RS}^{\{r\}}) = \begin{bmatrix} \sqrt{(RS_1)^2 + (IS_1)^2} \\ \sqrt{(RS_2)^2 + (IS_2)^2} \\ \vdots \\ \sqrt{(RS_{nDMRSSC})^2 + (IS_{nDMRSSC})^2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$Mag(N_{RS}^{\{r\}}) = \begin{bmatrix} \sqrt{(RN_1)^2 + (IN_1)^2} \\ \sqrt{(RN_2)^2 + (IN_2)^2} \\ \vdots \\ \sqrt{(RN_{nDMRSSC})^2 + (IN_{nDMRSSC})^2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Công suất tín hiệu và nhiễu tại các DMRS và ăng-ten thu r ứng với khe thời gian l là tổng bình phương các biên độ phức:

$$P_S^{\{k\}} \Big|_r^l = \left[(RS_1)^2 + (IS_1)^2 \right] + \left[(RS_2)^2 + (IS_2)^2 \right] + \dots \quad (14)$$

$$\dots + \left[(RS_{nDMRSSC})^2 + (IS_{nDMRSSC})^2 \right]$$

$$P_N^{\{k\}} \Big|_r^l = \left[(RN_1)^2 + (IN_1)^2 \right] + \left[(RN_2)^2 + (IN_2)^2 \right] + \dots \quad (15)$$

$$\dots + \left[(RN_{nDMRSSC})^2 + (IN_{nDMRSSC})^2 \right]$$

Bước 1.7: trung bình hóa:

Công thức (16) và công thức (17) trung bình hóa công suất tín hiệu và nhiễu tại ăng-

ten thu r và khe thời gian l trên mỗi DMRS.

$$\begin{aligned}\bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_r^l &= \frac{\sum_{k=1}^{nDMRSSC} P_S^{\{k\}} \Big|_r^l}{nDMRSSC} \\ &= \frac{\left[(RS_1)^2 + (IS_1)^2 \right] + \left[(RS_2)^2 + (IS_2)^2 \right] + \dots + \left[(RS_{nDMRSSC})^2 + (IS_{nDMRSSC})^2 \right]}{nDMRSSC}\end{aligned}\quad (16)$$

$$\begin{aligned}\bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_r^l &= \frac{\sum_{k=1}^{nDMRSSC} P_N^{\{k\}} \Big|_r^l}{nDMRSSC} \\ &= \frac{\left[(RN_1)^2 + (IN_1)^2 \right] + \left[(RN_2)^2 + (IN_2)^2 \right] + \dots + \left[(RN_{nDMRSSC})^2 + (IN_{nDMRSSC})^2 \right]}{nDMRSSC}\end{aligned}\quad (17)$$

Tương tự, với hệ có nRX ăng-ten thu, công thức (18) và công thức (19) trung bình hóa công suất tín hiệu và nhiễu tại khe thời gian l trên mỗi DMRS và mỗi ăng-ten thu.

$$\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_r^l = \frac{\sum_{r=1}^{nRX} \bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_r^l}{nRX} = \frac{\bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_{r=1}^l + \bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_{r=2}^l + \dots + \bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_{r=nRX}^l}{nRX}\quad (18)$$

$$\bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_r^l = \frac{\sum_{r=1}^{nRX} \bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_r^l}{nRX} = \frac{\bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_{r=1}^l + \bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_{r=2}^l + \dots + \bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_{r=nRX}^l}{nRX}\quad (19)$$

Công suất trung bình tín hiệu và nhiễu trên mỗi DMRS, mỗi ăng-ten thu, và mỗi khe thời gian được tính khi biết số khe thời gian $nSYM$ như trong Hình 4. Trong 5G PUCCH F2, $nSYM$ có giá trị là một hay hai.

$$\bar{P}_S^{\{r,k,l\}} = \frac{\sum_{l=1}^{nSYM} \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_r^l}{nSYM} = \frac{\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=1}^l + \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=2}^l + \dots + \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=nSYM}^l}{nSYM}\quad (20)$$

$$\bar{P}_N^{\{r,k,l\}} = \frac{\sum_{l=1}^{nSYM} \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_r^l}{nSYM} = \frac{\bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_{l=1}^l + \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_{l=2}^l + \dots + \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_{l=nSYM}^l}{nSYM}\quad (21)$$

Véc-tơ công suất trung bình tín hiệu $\bar{P}_S$ được định nghĩa là tập hợp của $\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}$ trong công thức (20) và các $\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_r^l$ trong công thức (18):

$$\bar{P}_S = \begin{bmatrix} \boxed{\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}} \\ \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=1} \\ \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=2} \\ \vdots \\ \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Tương tự đối với véc-tơ công suất trung bình nhiễu $\bar{P}_N$:

$$\bar{P}_N = \begin{bmatrix} \boxed{\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}} \\ \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=1} \\ \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=2} \\ \vdots \\ \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Bước 1.8: chuẩn hóa công suất và ước lượng SNR (EstSNR):

Theo lý thuyết xử lý tín hiệu, $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ là $SNR^{\{dB\}}$ được ước lượng như sau:

$$SNR_{Est}^{\{dB\}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}}{\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}} \right) \quad (24)$$

trong đó: $\log_{10}$ là lô-ga-rít cơ số 10;

Thay vì công thức (24), $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ được ước lượng từ giá trị đã chuẩn hóa của công suất trung bình tín hiệu và nhiễu trong sáng chế này. Bước chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất được trình bày trong Hình 5. Trong Hình 5, $\|\bar{P}_S\|$ và $\|\bar{P}_N\|$ là công suất trung bình tín hiệu và nhiễu được chuẩn hóa:

$$\|\bar{P}_S\| = \frac{\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}}{\max \left(\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=1}, \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=2}, \dots, \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM} \right)} \quad (25)$$

$$\|\bar{P}_N\| = \frac{\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}}{\max \left(\bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=1}, \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=2}, \dots, \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM} \right)} \quad (26)$$

Trong công thức (25) và công thức (26), $\max$ là phép tìm giá trị lớn nhất trong tập các giá trị. Các giá trị $\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}$, $\bar{P}_S^{\{r,k\}}|^l$, $\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}$, và $\bar{P}_N^{\{r,k\}}|^l$ đã lần lượt cho trong công thức (22) và công thức (23).

Từ các giá trị $\|\bar{P}_S\|$ và $\|\bar{P}_N\|$, $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ được ước lượng như công thức sau:

$$SNR_{Est}^{\{dB\}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\|\bar{P}_S\|}{\|\bar{P}_N\|} \right) \quad (27)$$

$SNR_{Est}^{\{dB\}}$ dùng tạo trọng số W trong công thức (6) nếu lần chạy vòng lặp tính toán không phải là lần đầu, ngược lại thì dùng $SNR_0^{\{dB\}}$. Cả $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ và $SNR_0^{\{dB\}}$ đều được giới hạn giá trị trên dưới như sau:

Nếu:

$$\{SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}}\} > SNR_{\max}^{\{dB\}} \quad (28)$$

thì:

$$\{SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}}\} = SNR_{\max}^{\{dB\}} \quad (29)$$

Nếu:

$$\{SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}}\} < SNR_{\min}^{\{dB\}} \quad (30)$$

thì:

$$\{SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}}\} = SNR_{\min}^{\{dB\}} \quad (31)$$

Trong sáng chế, $SNR_{\max}^{\{dB\}}$, $SNR_{\min}^{\{dB\}}$, và $SNR_0^{\{dB\}}$ lần lượt có giá trị là $30dB$, $-5dB$, và $30dB$.

Mặt khác, trong thuật toán ước lượng SNR áp dụng chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất, số vòng lặp tính toán càng lớn thì kết quả ước lượng càng chính xác và ngược lại. Khi năng lực tính toán của mạch xử lý tín hiệu số (Digital Signal Processing - DSP) có hạn, khối lượng tính toán lớn dễ dẫn đến quá thời gian tính toán gây sai kết quả. Do đó, sáng chế tính toán hai vòng lặp ước lượng kênh và SNR nhằm cân đối giữa tính chính xác và thời gian tính toán.

Bước 2: cân bằng kênh và hợp ăng-ten;

Trong khi cân bằng kênh giúp khôi phục tín hiệu phát và triệt nhiễu liên kênh, hợp ăng-ten giúp thu một luồng tín hiệu duy nhất từ đa ăng-ten thu. Lược đồ cân bằng kênh và hợp ăng-ten cho trong Hình 6 với đầu vào là công suất trung bình nhiễu trên mỗi DMRS, mỗi ăng-ten thu, và mỗi khe thời gian $\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}$, ma trận kênh truyền $H^{\{r\}}$, và tín hiệu $Y^{\{r\}}$ tại ăng-ten thu r . Bước 2 được thực hiện như sau:

Bước 2.1: trích xuất các điểm dữ liệu (Data – DATA);

Trong PUCCH F2, tám sóng mang con chứa DATA được xếp xen kẽ với bốn sóng mang con chứa DMRS như trong Hình 3. Như vậy, với tọa độ các DATA đã được xác định trên lưới tài nguyên miền tần số, $H_{DT}^{\{r\}}$ và $Y_{DT}^{\{r\}}$ được trích xuất từ $H^{\{r\}}$ và $Y^{\{r\}}$ như sau:

$$H_{DT}^{\{r\}} = DATA\left(H^{\{r\}}\right) \quad (32)$$

$$Y_{DT}^{\{r\}} = DATA\left(Y^{\{r\}}\right) \quad (33)$$

trong đó: $DATA$ là bước trích xuất tín hiệu tại các DATA;

Bước 2.2: cân bằng kênh;

Ma trận cân bằng kênh EQ được tính như sau:

$$EQ = inv\left(\left(H_{DT}^{\{r\}}\right)^H H_{DT}^{\{r\}} + \bar{P}_N^{\{r,k,l\}} I\right) \quad (34)$$

Trong (34), H là chuyển vị liên hợp phức Hơ-mít (Hermitian), trong khi I là ma trận đơn vị và inv là phép đảo ma trận.

Bước 2.3: hợp ăng-ten;

Từ các ăng-ten thu, luồng tín hiệu được hợp nhất thành ZDS như trong công thức (35):

$$ZDS = EQ\left(H_{DT}^{\{r\}}\right)^H Y_{DT}^{\{r\}} \quad (35)$$

Bước 3: giải ánh xạ;

Giải ánh xạ chuyển hóa các ký tự trên mặt phẳng phức thành ma trận số thực một cột với quy luật phân thực ảo của ZDS được xếp xen kẽ như trong Hình 7. ZDS được diễn đạt dưới dạng ma trận số phức như sau:

$$\begin{aligned}
ZDS &= \begin{bmatrix} ZDS|_{k=1}^{l=1} & ZDS|_{k=1}^{l=2} & \cdots & ZDS|_{k=1}^{l=nSYM} \\ ZDS|_{k=2}^{l=1} & ZDS|_{k=2}^{l=2} & \cdots & ZDS|_{k=2}^{l=nSYM} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ ZDS|_{k=nSC}^{l=1} & ZDS|_{k=nSC}^{l=2} & \cdots & ZDS|_{k=nSC}^{l=nSYM} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} RZ_1^1 + jIZ_1^1 & RZ_1^2 + jIZ_1^2 & \cdots & RZ_1^{nSYM} + jIZ_1^{nSYM} \\ RZ_2^1 + jIZ_2^1 & RZ_2^2 + jIZ_2^2 & \cdots & RZ_2^{nSYM} + jIZ_2^{nSYM} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ RZ_{nSC}^1 + jIZ_{nSC}^1 & RZ_{nSC}^2 + jIZ_{nSC}^2 & \cdots & RZ_{nSC}^{nSYM} + jIZ_{nSC}^{nSYM} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{36}$$

trong đó:

- RZ là phần thực của ma trận ZDS ;
- IZ là phần ảo của ma trận ZDS ;
- nSC là số sóng mang với hệ số k ;
- $nSYM$ là số khe thời gian với hệ số l ;

Zre là ZDS đã trích xuất phần thực ảo và xếp theo từng khe thời gian:

$$Zre = \begin{bmatrix} RZ_1^1 & RZ_1^2 & \cdots & RZ_1^{nSYM} \\ IZ_1^1 & IZ_1^2 & \cdots & IZ_1^{nSYM} \\ RZ_2^1 & RZ_2^2 & \cdots & RZ_2^{nSYM} \\ IZ_2^1 & IZ_2^2 & \cdots & IZ_2^{nSYM} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ RZ_{nSC}^1 & RZ_{nSC}^2 & \cdots & RZ_{nSC}^{nSYM} \\ IZ_{nSC}^1 & IZ_{nSC}^2 & \cdots & IZ_{nSC}^{nSYM} \end{bmatrix} \tag{37}$$

Đầu ra của giải ánh xạ $ZDemap$ là ghép nối của các khe thời gian trong Zre :

$$ZDemap = \begin{bmatrix} RZ_1^1 \\ IZ_1^1 \\ RZ_2^1 \\ IZ_2^1 \\ \vdots \\ RZ_{nSC}^1 \\ IZ_{nSC}^1 \\ RZ_1^2 \\ IZ_1^2 \\ RZ_2^2 \\ IZ_2^2 \\ \vdots \\ RZ_{nSC}^2 \\ IZ_{nSC}^2 \\ \vdots \\ RZ_1^{nSYM} \\ IZ_1^{nSYM} \\ RZ_2^{nSYM} \\ IZ_2^{nSYM} \\ \vdots \\ RZ_{nSC}^{nSYM} \\ IZ_{nSC}^{nSYM} \end{bmatrix} \quad (38)$$

Bước 4: giải xáo bit;

Nhằm tránh việc các bit nằm liền nhau giống nhau, chúng được xáo bằng bước xáo bit thông qua khóa xáo bit $TXKey$. Giải xáo bit là bước ngược lại với đầu ra $ZSeq$:

$$ZSeq = ZDemap(1 - 2TXKey) \quad (39)$$

Bước 5: giải mã bit;

Trong Hình 8, $ZSeq$ được giải mã bit khi:

- Độ dài bit từ 3 đến 11: dùng bộ giải mã RM.
- Độ dài bit từ 12 đến 1076: dùng bộ giải mã PL.

Các trường hợp còn lại đưa ra cảnh báo không hỗ trợ giải mã.

Trường hợp 5.1: giải mã bit: bộ giải mã RM:

Trong Hình 9, $B0$, $B1$, và $B2$ là ba chuỗi bit được giải mã của $ZSeq$, $ZSeq1$, và $ZSeq2$ khi $ZSeq1$ và $ZSeq2$ là hai nửa của $ZSeq$. Bộ ba chuỗi bit được so sánh với nhau:

$$D01 = Diff(B0, B1) \quad (40)$$

$$D12 = Diff(B1, B2) \quad (41)$$

$$D20 = Diff(B2, B0) \quad (42)$$

trong đó:

- $Diff$ là 0 khi các chuỗi bit giống nhau;
- $Diff$ là 1 khi các chuỗi bit khác nhau;

UE không truyền tín hiệu đến BS (Discontinuous Transmission – DTX) khi bộ đánh giá kết quả nhận thấy $D01$ hay $D12$ hay $D20$ khác không. Ngược lại là NonDTX khi $D01$, $D12$, và $D20$ bằng không. Chỉ trả ra kết quả giải mã bit là $B0$ khi NonDTX.

Trường hợp 5.2: giải mã bit: bộ giải mã PL:

Trường hợp mã hóa PL, $ZSeq$ được giải mã với đầu ra là kết quả kiểm tra ghép chập vòng (Cyclic Redundancy Check – CRC) và kết quả giải mã bit $B0$ như trong Hình 10. Khi CRC không đạt, không cần trả ra kết quả giải mã bit vì UE không gửi tín hiệu đến BS (DTX). Ngược lại, kết quả giải mã bit là $B0$ khi CRC đạt (NonDTX).

Bước 6: thống kê kết quả;

Khi không truyền (DTX), thực tế vẫn có thể giải mã ra ACK bit do ảnh hưởng của nhiễu nên xác suất vẫn nhận được ACK (DTX to ACK probability – PDTX) được thống kê cho cả trường hợp dùng bộ giải mã RM hay PL như trong Hình 11.

Trường hợp thứ nhất: giải mã bit bằng bộ giải mã RM:

Nếu dùng bộ giải mã RM thì thống kê xác suất ACK bị mất (ACK Mised Detection Probability – PACK) khi UE truyền ACK đến BS.

Trường hợp thứ hai: giải mã bit bằng bộ giải mã PL:

Nếu dùng bộ giải mã PL thì thống kê xác suất khối bit bị lỗi (Block Error Rate – BLER). BLER là tỉ số số khối bit bị lỗi trên số khối bit được gửi đi. Một khối bit bị lỗi khi không truyền tín hiệu (DTX) hay chuỗi bit kết quả $B0$ khác chuỗi bit gửi khi NonDTX.

Ví dụ thực hiện sáng chế

Trong sáng chế, hiệu năng giải mã tín hiệu của PUCCH F2 được kiểm chứng bằng kết quả thực nghiệm với mô hình phần cứng như trong Hình 12. Trong Hình 12, tín hiệu băng gốc được điều chế rồi đưa lên cao tần và truyền qua môi trường kênh và nhiễu bằng máy phát tín hiệu R&S®SMW200A từ nhà sản xuất Rôt-sờ-vát (Rohde & Schwarz – RS200A). Tín hiệu cao tần sau đó được thu và chuyển về miền tần số băng gốc bởi bộ thu cao tần tầm xa (Remote Radio Unit – RRU). Tại BS, bộ điều chế băng gốc (Baseband Unit – BBU) giải mã tín hiệu PUCCH F2 với thuật toán được đề xuất trong sáng chế.

Theo tài liệu ETSI TS 138 104 V16.6.0 (2021-01) (TS38.104) mục 8.3.4.1.1 và 8.3.4.2.1 do dự án đối tác thế hệ thứ ba (The 3rd Generation Partnership Project – 3GPP) ban hành, PUCCH F2 gồm hai cấu hình như trong Bảng 1 và Bảng 2:

Bảng 1: cấu hình PUCCH F2 dùng một khe thời gian

Thông số	Giá trị
Băng thông	100MHz
Khoảng cách sóng mang	30kHz
Kiểu điều chế	QPSK
Chỉ số ô tài nguyên của khe thời gian thứ nhất	0
Nhảy tần	Không
Chỉ số ô tài nguyên của khe thời gian thứ hai (nếu có)	269
Số ô tài nguyên sử dụng	4
Số khe thời gian	1
Độ dài bit	4
Chỉ số khe thời gian bắt đầu	13
Định danh xáo bit của DMRS	0

Bảng 2: cấu hình PUCCH F2 dùng hai khe thời gian

Thông số	Giá trị
Băng thông	100MHz
Khoảng cách sóng mang	30kHz
Kiểu điều chế	QPSK
Chỉ số ô tài nguyên của khe thời gian thứ nhất	0
Nhảy tần	Có

Chỉ số ô tài nguyên của khe thời gian thứ hai (nếu có)	264
Số ô tài nguyên sử dụng	9
Số khe thời gian	2
Độ dài bit	22
Chỉ số khe thời gian bắt đầu	12
Định danh xáo bit của DMRS	0

Mục 8.3.4.1.2 và 8.3.4.2.2 trong TS38.104 cũng quy định điều kiện đo kiểm như sau:

Bảng 3: điều kiện đo kiểm khi PUCCH F2 dùng một khe thời gian

Số ăng-ten phát	Số ăng-ten thu	Tiền tố lặp	Kiểu môi trường	SNR (dB)
1	2	Bình thường	TDLC300-100 Thấp	5,7
1	4	Bình thường	TDLC300-100 Thấp	0,4

Bảng 4: điều kiện đo kiểm khi PUCCH F2 dùng hai khe thời gian

Số ăng-ten phát	Số ăng-ten thu	Tiền tố lặp	Kiểu môi trường	SNR (dB)
1	2	Bình thường	TDLC300-100 Thấp	0,3
1	4	Bình thường	TDLC300-100 Thấp	-3,4

Trong Bảng 3 và Bảng 4, SNR là tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu đề-xi-ben của nhiễu trắng cộng dồn phân bố Gau-xi-ần (Additive White Gaussian Noise – AWGN).

Với cấu hình PUCCH F2 dùng một khe thời gian, PDTX và PACK nhỏ hơn 1% như yêu cầu ở mục 8.3.1.2 và mục 8.3.4.1.2 trong TS38.104. Bảng 5 tóm tắt kết quả thực nghiệm khi PUCCH F2 dùng một khe thời gian:

Bảng 5: kết quả thực nghiệm khi PUCCH F2 dùng một khe thời gian

Số ăng-ten thu	PACK (%)	PDTX (%)
2	0,43	0,66
4	0,73	0,63

Khi dùng hai ăng-ten thu, thuật toán giải mã tín hiệu đảm bảo PACK và PDTX dưới 1%: trong khi PACK là 0,43%, PDTX là 0,66%. Tương tự, PACK và PDTX lần lượt là 0,73% và 0,63% với bốn ăng-ten thu. Nói cách khác, các chỉ tiêu kỹ thuật khi PUCCH F2 dùng một khe thời gian được thỏa thông qua áp dụng chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất.

Kết quả thực nghiệm của PUCCH F2 dùng hai khe thời gian được cho trong Bảng 6 khi PDTX và BLER nhỏ hơn 1% như yêu cầu ở mục 8.3.1.2 và mục 8.3.4.2.2 trong TS38.104.

Bảng 6: kết quả thực nghiệm khi PUCCH F2 dùng hai khe thời gian

Số ăng-ten thu	BLER (%)	PDTX (%)
2	0,41	0,18
4	0,53	0,21

Yêu cầu bảo hộ

1. Phương pháp cải tiến hiệu năng giải mã kênh điều khiển đường lên lớp vật lý định dạng hai trong viễn thông di động thế hệ thứ năm gồm sáu bước như sau:

bước 1: ước lượng kênh;

bước 1.1: mô hình ma trận tuyến tính:

công thức (1) diễn tả quan hệ giữa tín hiệu X do UE (thiết bị người dung) phát, ma trận kênh truyền $H^{\{r\}}$, tín hiệu $Y^{\{r\}}$ tại ăng-ten thu r , và nhiễu N :

$$Y^{\{r\}} = H^{\{r\}} X + N \quad (1)$$

trong khi X được tái tạo bằng điều chế băng gốc từ các tham số đã biết, $Y^{\{r\}}$ là tín hiệu thu được bằng cách trích xuất tọa độ PUCCH trên lưới tài nguyên miền tần số tại ăng-ten r ;

bước 1.2: trích xuất tín hiệu tham chiếu (demodulation reference signals – DMRS):

với tọa độ các DMRS trên lưới tài nguyên vật lý đã biết, $Y_{RS}^{\{r\}}$ và X_{RS} là tín hiệu tại các DMRS bằng trích xuất $Y^{\{r\}}$ và X :

$$Y_{RS}^{\{r\}} = DMRS(Y^{\{r\}}) \quad (2)$$

$$X_{RS} = DMRS(X) \quad (3)$$

trong đó: $DMRS$ là bước trích xuất tín hiệu tại các DMRS;

bước 1.3: ma trận kênh truyền điều kiện không nhiễu:

nếu N trong công thức (1) được bỏ qua, ma trận kênh truyền $HLS_{RS}^{\{r\}}$ tại các DMRS và ăng-ten thu r như sau:

$$HLS_{RS}^{\{r\}} = Y_{RS}^{\{r\}} X'_{RS} \quad (4)$$

$$X'_{RS} = conj(X_{RS}) \quad (5)$$

trong đó: X'_{RS} là liên hợp phức của X_{RS} qua phép tính $conj$;

bước 1.4: ước lượng kênh:

tại ăng-ten thu r , ma trận kênh truyền $H^{\{r\}}$ được ước lượng từ $HLS_{RS}^{\{r\}}$ và W :

$$H^{\{r\}} = HLS_{RS}^{\{r\}} W \quad (6)$$

trong công thức (6), W là ma trận trọng số Bessel và được tính từ SNR đề-xi-ben (SNR in decibel – SNR^{dB}); nếu lần chạy vòng lặp tính toán là lần đầu thì SNR^{dB} là hằng số SNR_0^{dB} , ngược lại là SNR_{Est}^{dB} trong bước 1.8;

bước 1.5: trích xuất ma trận kênh truyền tại các DMRS:

$H_{RS}^{(r)}$ là ma trận kênh truyền tại các DMRS và ăng-ten thu r bằng trích xuất $H^{(r)}$ như trong công thức (7):

$$H_{RS}^{(r)} = DMRS \left(H^{(r)} \right) \quad (7)$$

bước 1.6: ước lượng công suất tín hiệu (CSTH) và công suất nhiễu (CSN):

dựa vào quan hệ tuyến tính trong công thức (1), ma trận tín hiệu $S_{RS}^{(r)}$ và nhiễu $N_{RS}^{(r)}$ tại các DMRS và ăng-ten thu r được tính:

$$S_{RS}^{(r)} = H_{RS}^{(r)} X_{RS} \quad (8)$$

$$N_{RS}^{(r)} = Y_{RS}^{(r)} - H_{RS}^{(r)} X_{RS} = Y_{RS}^{(r)} - S_{RS}^{(r)} \quad (9)$$

$S_{RS}^{(r)}$ và $N_{RS}^{(r)}$ trong công thức (8) và công thức (9) được diễn đạt dưới dạng ma trận số phức như sau:

$$S_{RS}^{(r)} = \begin{bmatrix} RS_1 + jIS_1 \\ RS_2 + jIS_2 \\ \vdots \\ RS_{nDMRSSC} + jIS_{nDMRSSC} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$N_{RS}^{(r)} = \begin{bmatrix} RN_1 + jIN_1 \\ RN_2 + jIN_2 \\ \vdots \\ RN_{nDMRSSC} + jIN_{nDMRSSC} \end{bmatrix} \quad (11)$$

trong đó:

RS là phần thực tại các DMRS của ma trận tín hiệu;

IS là phần ảo tại các DMRS của ma trận tín hiệu;

RN là phần thực tại các DMRS của ma trận nhiễu;

IN là phần ảo tại các DMRS của ma trận nhiễu;

j là đơn vị ảo;

$nDMRSSC$ là số sóng mang DMRS;

biên độ số phức tại các DMRS trong công thức (10) và công thức (11) được tính như sau:

$$Mag\left(S_{RS}^{\{r\}}\right)=\begin{bmatrix} \sqrt{(RS_1)^2+(IS_1)^2} \\ \sqrt{(RS_2)^2+(IS_2)^2} \\ \vdots \\ \sqrt{(RS_{nDMRSSC})^2+(IS_{nDMRSSC})^2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$Mag\left(N_{RS}^{\{r\}}\right)=\begin{bmatrix} \sqrt{(RN_1)^2+(IN_1)^2} \\ \sqrt{(RN_2)^2+(IN_2)^2} \\ \vdots \\ \sqrt{(RN_{nDMRSSC})^2+(IN_{nDMRSSC})^2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

công suất tín hiệu và nhiễu tại các DMRS và ăng-ten thu r ứng với khe thời gian l là tổng bình phương các biên độ phức:

$$P_S^{\{k\}}\Big|_r^l = \left[(RS_1)^2 + (IS_1)^2\right] + \left[(RS_2)^2 + (IS_2)^2\right] + \dots \\ \dots + \left[(RS_{nDMRSSC})^2 + (IS_{nDMRSSC})^2\right] \quad (14)$$

$$P_N^{\{k\}}\Big|_r^l = \left[(RN_1)^2 + (IN_1)^2\right] + \left[(RN_2)^2 + (IN_2)^2\right] + \dots \\ \dots + \left[(RN_{nDMRSSC})^2 + (IN_{nDMRSSC})^2\right] \quad (15)$$

bước 1.7: trung bình hóa:

công thức (16) và công thức (17) trung bình hóa công suất tín hiệu và nhiễu tại ăng-ten thu r và khe thời gian l trên mỗi DMRS:

$$\bar{P}_S^{\{k\}}\Big|_r^l = \frac{\sum_{k=1}^{nDMRSSC} P_S^{\{k\}}\Big|_r^l}{nDMRSSC} \\ = \frac{\left[(RS_1)^2 + (IS_1)^2\right] + \left[(RS_2)^2 + (IS_2)^2\right] + \dots + \left[(RS_{nDMRSSC})^2 + (IS_{nDMRSSC})^2\right]}{nDMRSSC} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_r^l &= \frac{\sum_{k=1}^{nDMRSSC} P_N^{\{k\}} \Big|_r^l}{nDMRSSC} \\ &= \frac{\left[(RN_1)^2 + (IN_1)^2 \right] + \left[(RN_2)^2 + (IN_2)^2 \right] + \dots + \left[(RN_{nDMRSSC})^2 + (IN_{nDMRSSC})^2 \right]}{nDMRSSC} \end{aligned} \quad (17)$$

trong tự, với hệ có nRX ăng-ten thu, công thức (18) và công thức (19) trung bình hóa công suất tín hiệu và nhiễu tại khe thời gian l trên mỗi DMRS và mỗi ăng-ten thu:

$$\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_r^l = \frac{\sum_{r=1}^{nRX} \bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_r^l}{nRX} = \frac{\bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_{r=1}^l + \bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_{r=2}^l + \dots + \bar{P}_S^{\{k\}} \Big|_{r=nRX}^l}{nRX} \quad (18)$$

$$\bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_r^l = \frac{\sum_{r=1}^{nRX} \bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_r^l}{nRX} = \frac{\bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_{r=1}^l + \bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_{r=2}^l + \dots + \bar{P}_N^{\{k\}} \Big|_{r=nRX}^l}{nRX} \quad (19)$$

công suất trung bình tín hiệu và nhiễu trên mỗi DMRS, mỗi ăng-ten thu, và mỗi khe thời gian được tính khi biết số khe thời gian $nSYM$; trong 5G PUCCH F2, $nSYM$ có giá trị là một hay hai:

$$\bar{P}_S^{\{r,k,l\}} = \frac{\sum_{l=1}^{nSYM} \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_r^l}{nSYM} = \frac{\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=1}^l + \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=2}^l + \dots + \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=nSYM}^l}{nSYM} \quad (20)$$

$$\bar{P}_N^{\{r,k,l\}} = \frac{\sum_{l=1}^{nSYM} \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_r^l}{nSYM} = \frac{\bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_{l=1}^l + \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_{l=2}^l + \dots + \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|_{l=nSYM}^l}{nSYM} \quad (21)$$

véc-tơ công suất trung bình tín hiệu $\bar{P}_S$ được định nghĩa là tập hợp của $\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}$ trong công thức (20) và các $\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_r^l$ trong công thức (18):

$$\bar{P}_S = \begin{bmatrix} \boxed{\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}} \\ \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=1}^l \\ \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=2}^l \\ \vdots \\ \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|_{l=nSYM}^l \end{bmatrix} \quad (22)$$

tương tự đối với véc-tơ công suất trung bình nhiễu $\bar{P}_N$:

$$\bar{P}_N = \begin{bmatrix} \boxed{\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}} \\ \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=1} \\ \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=2} \\ \vdots \\ \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM} \end{bmatrix} \quad (23)$$

bước 1.8: chuẩn hóa công suất và ước lượng SNR (EstSNR):

Theo lý thuyết xử lý tín hiệu, $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ là $SNR^{\{dB\}}$ được ước lượng như sau:

$$SNR_{Est}^{\{dB\}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}}{\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}} \right) \quad (24)$$

trong đó: $\log_{10}$ là lô-ga-rít cơ số 10;

thay vì công thức (24), $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ được ước lượng từ giá trị đã chuẩn hóa của công suất trung bình tín hiệu và nhiễu trong sáng chế này; bước chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất; $\|\bar{P}_S\|$ và $\|\bar{P}_N\|$ là công suất trung bình tín hiệu và nhiễu được chuẩn hóa:

$$\|\bar{P}_S\| = \frac{\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}}{\max \left(\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=1}, \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=2}, \dots, \bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM} \right)} \quad (25)$$

$$\|\bar{P}_N\| = \frac{\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}}{\max \left(\bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=1}, \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=2}, \dots, \bar{P}_N^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM} \right)} \quad (26)$$

trong công thức (25) và công thức (26), $\max$ là phép tìm giá trị lớn nhất trong tập các giá trị; các giá trị $\bar{P}_S^{\{r,k,l\}}$, $\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=1}$, $\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=2}$, và $\bar{P}_S^{\{r,k\}} \Big|^{l=nSYM}$ đã lần lượt cho trong công thức (22) và công thức (23);

từ các giá trị $\|\bar{P}_S\|$ và $\|\bar{P}_N\|$, $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ được ước lượng như công thức sau:

$$SNR_{Est}^{\{dB\}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\|\bar{P}_S\|}{\|\bar{P}_N\|} \right) \quad (27)$$

$SNR_{Est}^{\{dB\}}$ dùng tạo trọng số W trong công thức (6) nếu lần chạy vòng lặp tính toán

không phải là lần đầu, ngược lại thì dùng $SNR_0^{\{dB\}}$; cả $SNR_{Est}^{\{dB\}}$ và $SNR_0^{\{dB\}}$ đều được giới hạn giá trị trên dưới như sau:

nếu:

$$\left\{ SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}} \right\} > SNR_{\max}^{\{dB\}} \quad (28)$$

thì:

$$\left\{ SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}} \right\} = SNR_{\max}^{\{dB\}} \quad (29)$$

Nếu:

$$\left\{ SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}} \right\} < SNR_{\min}^{\{dB\}} \quad (30)$$

thì:

$$\left\{ SNR_{Est}^{\{dB\}}, SNR_0^{\{dB\}} \right\} = SNR_{\min}^{\{dB\}} \quad (31)$$

trong sáng chế, $SNR_{\max}^{\{dB\}}$, $SNR_{\min}^{\{dB\}}$, và $SNR_0^{\{dB\}}$ lần lượt có giá trị là $30dB$, $-5dB$, và $30dB$;

mặt khác, trong thuật toán ước lượng SNR áp dụng chuẩn hóa công suất trung bình tín hiệu và nhiễu dựa trên tìm kiếm giá trị lớn nhất, số vòng lặp tính toán càng lớn thì kết quả ước lượng càng chính xác và ngược lại; khi năng lực tính toán của mạch xử lý tín hiệu số (digital signal processing - DSP) có hạn, khối lượng tính toán lớn dễ dẫn đến quá thời gian tính toán gây sai kết quả; do đó, sáng chế tính toán hai vòng lặp ước lượng kênh và SNR nhằm cân đối giữa tính chính xác và thời gian tính toán;

bước 2: cân bằng kênh và hợp ăng-ten;

trong khi cân bằng kênh giúp khôi phục tín hiệu phát và triệt nhiễu liên kênh, hợp ăng-ten giúp thu một luồng tín hiệu duy nhất từ đa ăng-ten thu; lược đồ cân bằng kênh và hợp ăng-ten với đầu vào là công suất trung bình nhiễu trên mỗi DMRS, mỗi ăng-ten thu, và mỗi khe thời gian $\bar{P}_N^{\{r,k,l\}}$, ma trận kênh truyền $H^{\{r\}}$, và tín hiệu $Y^{\{r\}}$ tại ăng-ten thu r ; bước 2 được thực hiện như sau:

bước 2.1: trích xuất các điểm dữ liệu (Data – DATA);

trong PUCCH F2, tám sóng mang con chứa DATA được xếp xen kẽ với bốn sóng

mang con chứa DMRS; như vậy, với tọa độ các DATA đã được xác định trên lưới tài nguyên miền tần số, $H_{DT}^{\{r\}}$ và $Y_{DT}^{\{r\}}$ được trích xuất từ $H^{\{r\}}$ và $Y^{\{r\}}$ như sau:

$$H_{DT}^{\{r\}} = DATA\left(H^{\{r\}}\right) \quad (32)$$

$$Y_{DT}^{\{r\}} = DATA\left(Y^{\{r\}}\right) \quad (33)$$

trong đó: $DATA$ là bước trích xuất tín hiệu tại các DATA;

bước 2.2: cân bằng kênh;

ma trận cân bằng kênh EQ được tính như sau:

$$EQ = inv\left(\left(H_{DT}^{\{r\}}\right)^H H_{DT}^{\{r\}} + \bar{P}_N^{\{r,k,l\}} I\right) \quad (34)$$

trong (34), H là chuyển vị liên hợp phức hHơ-mít (Hermitian), trong khi I là ma trận đơn vị và inv là phép đảo ma trận;

bước 2.3: hợp ăng-ten;

từ các ăng-ten thu, luồng tín hiệu được hợp nhất thành ZDS như trong công thức (35):

$$ZDS = EQ\left(H_{DT}^{\{r\}}\right)^H Y_{DT}^{\{r\}} \quad (35)$$

bước 3: giải ánh xạ;

giải ánh xạ chuyển hóa các ký tự trên mặt phẳng phức thành ma trận số thực một cột với quy luật phân thực ảo của ZDS được xếp xen kẽ; ZDS được diễn đạt dưới dạng ma trận số phức như sau:

$$\begin{aligned} ZDS &= \begin{bmatrix} ZDS|_{k=1}^{l=1} & ZDS|_{k=1}^{l=2} & \cdots & ZDS|_{k=1}^{l=n_{SYM}} \\ ZDS|_{k=2}^{l=1} & ZDS|_{k=2}^{l=2} & \cdots & ZDS|_{k=2}^{l=n_{SYM}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ ZDS|_{k=n_{SC}}^{l=1} & ZDS|_{k=n_{SC}}^{l=2} & \cdots & ZDS|_{k=n_{SC}}^{l=n_{SYM}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} RZ_1^1 + jIZ_1^1 & RZ_1^2 + jIZ_1^2 & \cdots & RZ_1^{n_{SYM}} + jIZ_1^{n_{SYM}} \\ RZ_2^1 + jIZ_2^1 & RZ_2^2 + jIZ_2^2 & \cdots & RZ_2^{n_{SYM}} + jIZ_2^{n_{SYM}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ RZ_{n_{SC}}^1 + jIZ_{n_{SC}}^1 & RZ_{n_{SC}}^2 + jIZ_{n_{SC}}^2 & \cdots & RZ_{n_{SC}}^{n_{SYM}} + jIZ_{n_{SC}}^{n_{SYM}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (36)$$

trong đó:

RZ là phần thực của ma trận ZDS ;

IZ là phần ảo của ma trận ZDS ;

nSC là số sóng mang với hệ số k ;

$nSYM$ là số khe thời gian với hệ số l ;

Zre là ZDS đã trích xuất phần thực ảo và xếp theo từng khe thời gian:

$$Zre = \begin{bmatrix} RZ_1^1 & RZ_1^2 & \dots & RZ_1^{nSYM} \\ IZ_1^1 & IZ_1^2 & \dots & IZ_1^{nSYM} \\ RZ_2^1 & RZ_2^2 & \dots & RZ_2^{nSYM} \\ IZ_2^1 & IZ_2^2 & \dots & IZ_2^{nSYM} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ RZ_{nSC}^1 & RZ_{nSC}^2 & \dots & RZ_{nSC}^{nSYM} \\ IZ_{nSC}^1 & IZ_{nSC}^2 & \dots & IZ_{nSC}^{nSYM} \end{bmatrix} \quad (37)$$

đầu ra của giải ánh xạ $ZDemap$ là ghép nối của các khe thời gian trong Zre :

$$ZDemap = \begin{bmatrix} RZ_1^1 \\ IZ_1^1 \\ RZ_2^1 \\ IZ_2^1 \\ \vdots \\ RZ_{nSC}^1 \\ IZ_{nSC}^1 \\ RZ_1^2 \\ IZ_1^2 \\ RZ_2^2 \\ IZ_2^2 \\ \vdots \\ RZ_{nSC}^2 \\ IZ_{nSC}^2 \\ \vdots \\ RZ_1^{nSYM} \\ IZ_1^{nSYM} \\ RZ_2^{nSYM} \\ IZ_2^{nSYM} \\ \vdots \\ RZ_{nSC}^{nSYM} \\ IZ_{nSC}^{nSYM} \end{bmatrix} \quad (38)$$

bước 4: giải xáo bit;

nhằm tránh việc các bit nằm liền nhau giống nhau, chúng được xáo bằng bước xáo bit thông qua khóa xáo bit $TXKey$; giải xáo bit là bước ngược lại với đầu ra $ZSeq$:

$$ZSeq = ZDemap(1 - 2TXKey) \quad (39)$$

bước 5: giải mã bit;

$ZSeq$ được giải mã bit khi:

độ dài bit từ 3 đến 11: dùng bộ giải mã RM;

độ dài bit từ 12 đến 1076: dùng bộ giải mã PL;

các trường hợp còn lại đưa ra cảnh báo không hỗ trợ giải mã:

trường hợp 5.1: giải mã bit: bộ giải mã RM:

gọi $B0$, $B1$, và $B2$ là ba chuỗi bit được giải mã của $ZSeq$, $ZSeq1$, và $ZSeq2$ khi $ZSeq1$ và $ZSeq2$ là hai nửa của $ZSeq$; bộ ba chuỗi bit được so sánh với nhau:

$$D01 = Diff(B0, B1) \quad (40)$$

$$D12 = Diff(B1, B2) \quad (41)$$

$$D20 = Diff(B2, B0) \quad (42)$$

trong đó:

$Diff$ là 0 khi các chuỗi bit giống nhau;

$Diff$ là 1 khi các chuỗi bit khác nhau;

UE không truyền tín hiệu đến BS (discontinuous transmission – DTX) khi bộ đánh giá kết quả nhận thấy $D01$ hay $D12$ hay $D20$ khác không; ngược lại là NonDTX khi $D01$, $D12$, và $D20$ bằng không; chỉ trả ra kết quả giải mã bit là $B0$ khi nonDTX;

trường hợp 5.2: giải mã bit: bộ giải mã PL:

trường hợp mã hóa PL, $ZSeq$ được giải mã với đầu ra là kết quả kiểm tra ghép chập vòng (cyclic redundancy check – CRC) và kết quả giải mã bit $B0$; khi CRC không đạt, không cần trả ra kết quả giải mã bit vì UE không gửi tín hiệu đến BS (DTX); ngược lại, kết quả giải mã bit là $B0$ khi CRC đạt (nonDTX);

bước 6: thống kê kết quả;

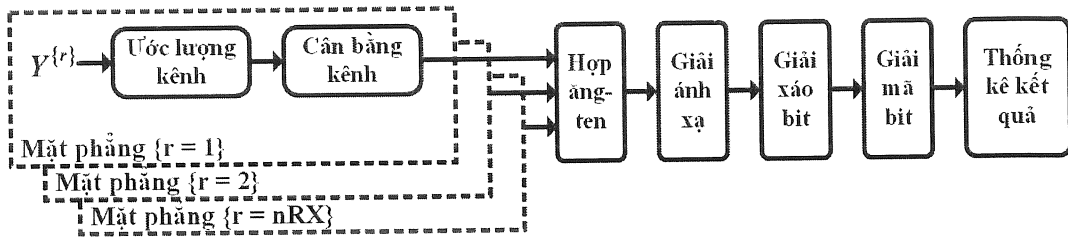
khi không truyền (DTX), thực tế vẫn có thể giải mã ra ACK bit do ảnh hưởng của nhiễu nên xác suất vẫn nhận được ACK (DTX to ACK probability – PDTX) được thống kê cho cả trường hợp dùng bộ giải mã RM hay PL;

trường hợp thứ nhất: giải mã bit bằng bộ giải mã RM:

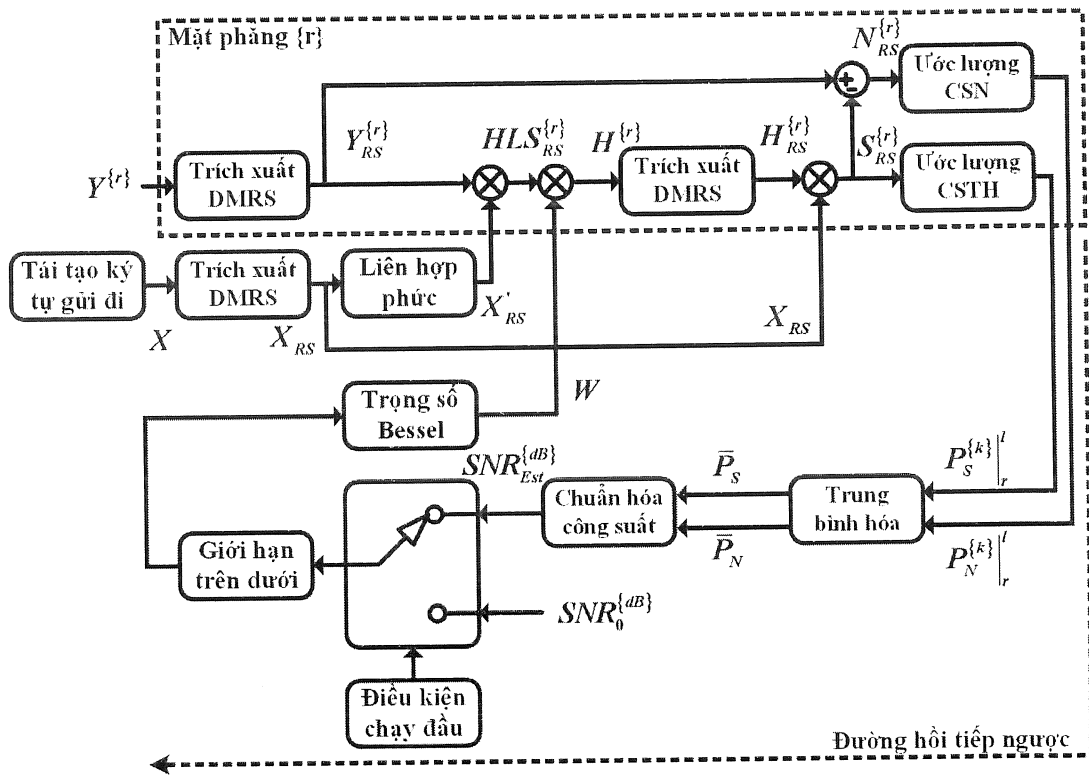
nếu dùng bộ giải mã RM thì thống kê xác suất ACK bị mất (ACK missed detection probability – PAKK) khi UE truyền ACK đến BS;

trường hợp thứ hai: giải mã bit bằng bộ giải mã PL:

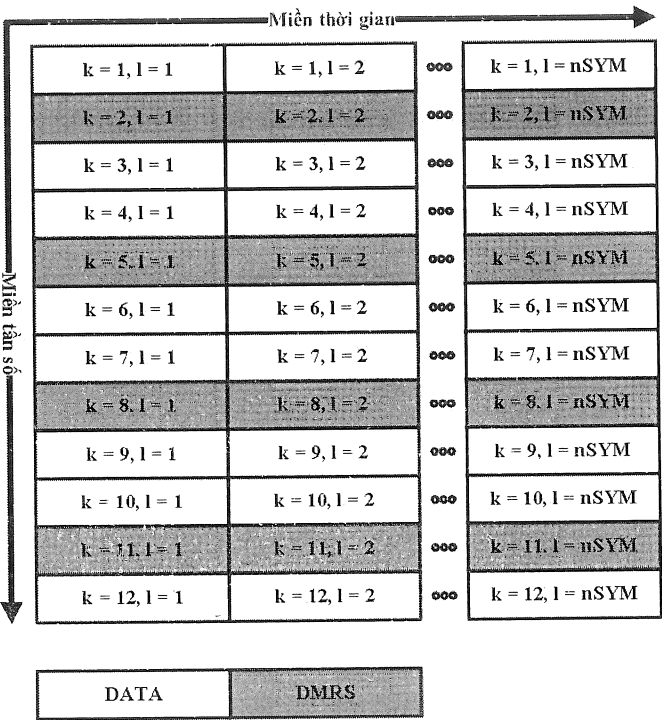
nếu dùng bộ giải mã PL thì thống kê xác suất khối bit bị lỗi (block error rate – BLER); BLER là tỉ số số khối bit bị lỗi trên số khối bit được gửi đi; một khối bit bị lỗi khi không truyền tín hiệu (DTX) hay chuỗi bit kết quả $B0$ khác chuỗi bit gửi khi NonDTX.



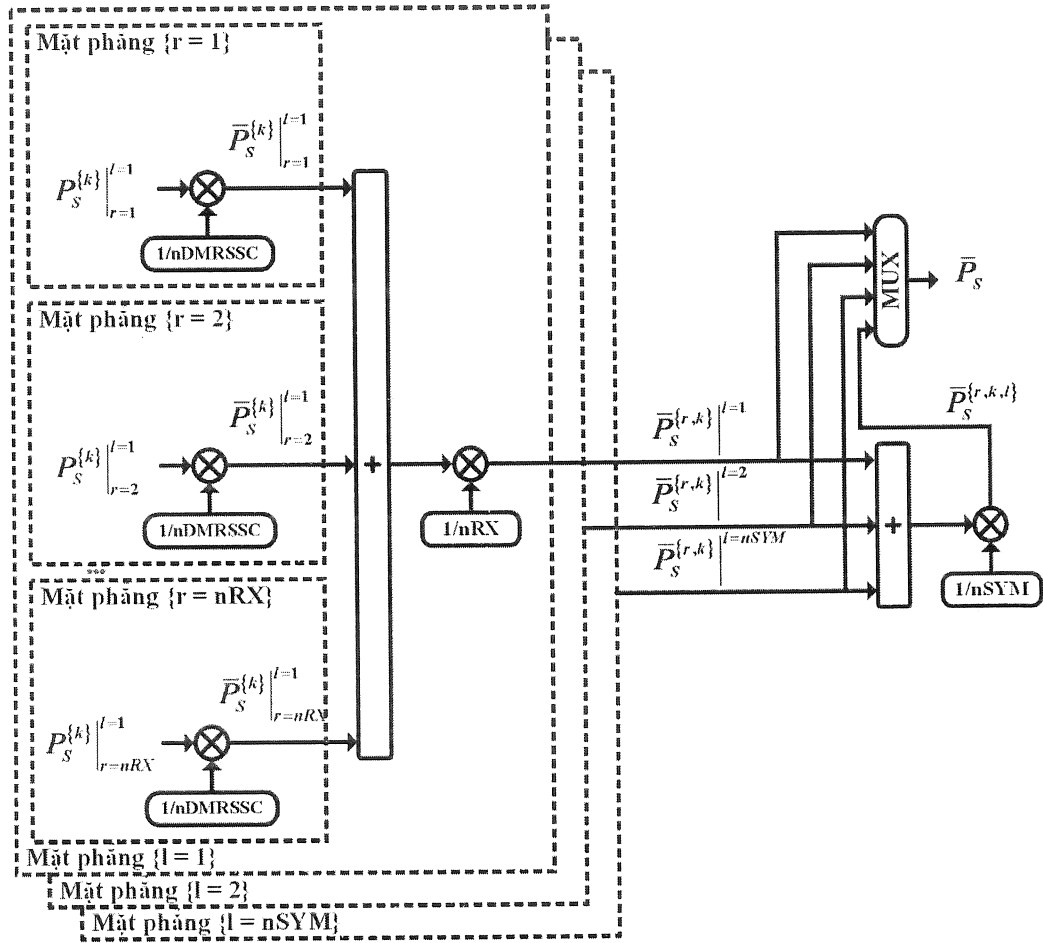
Hình 1



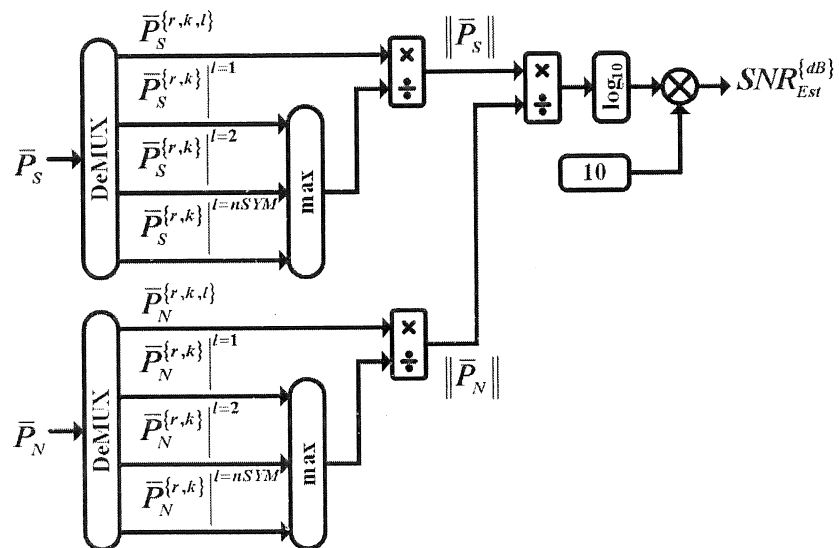
Hình 2



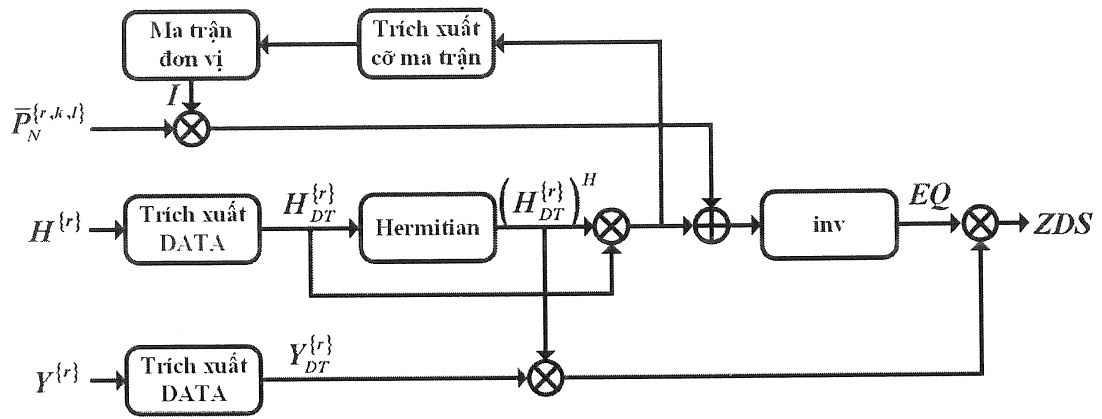
Hình 3



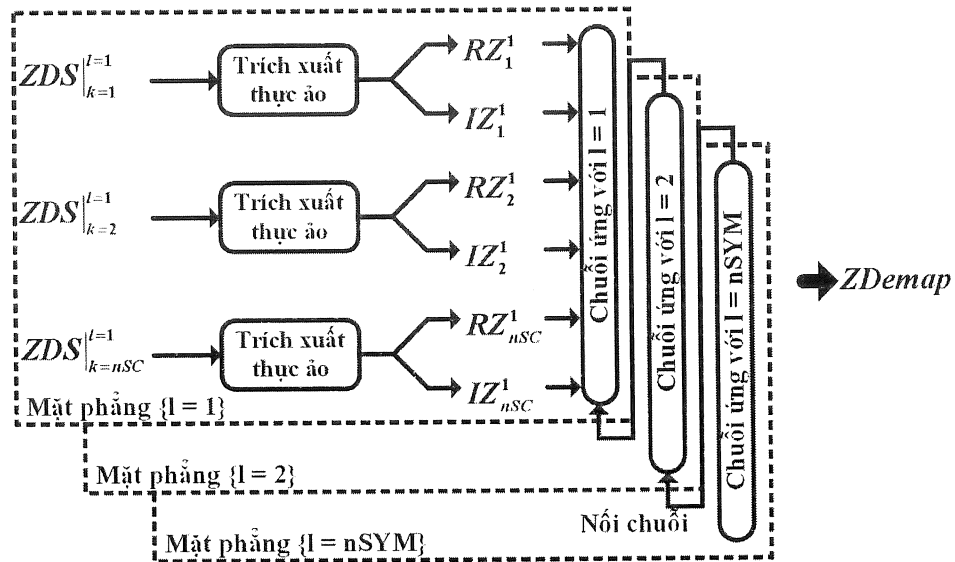
Hình 4



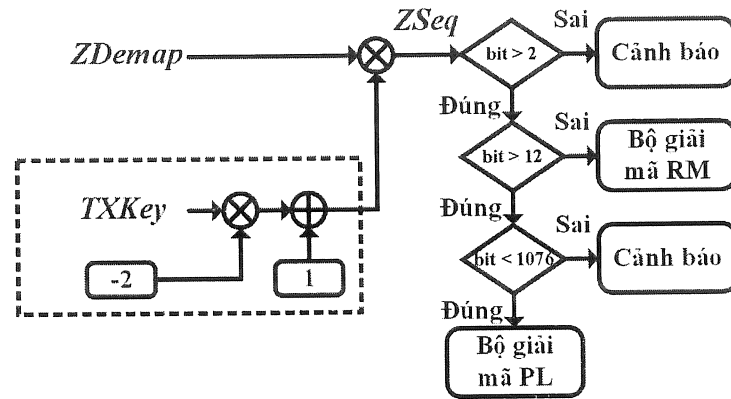
Hình 5



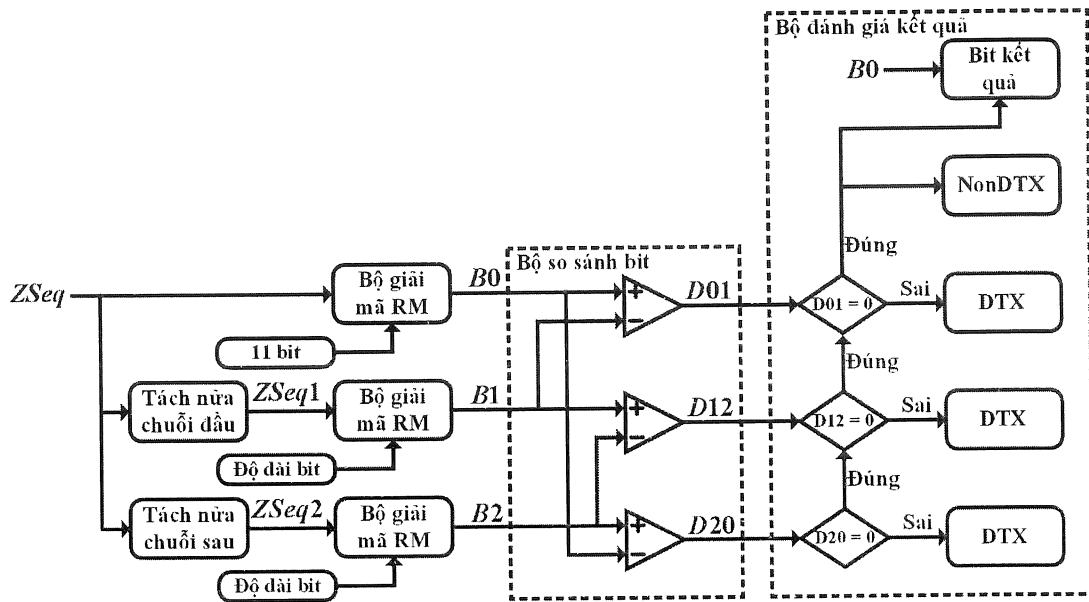
Hình 6



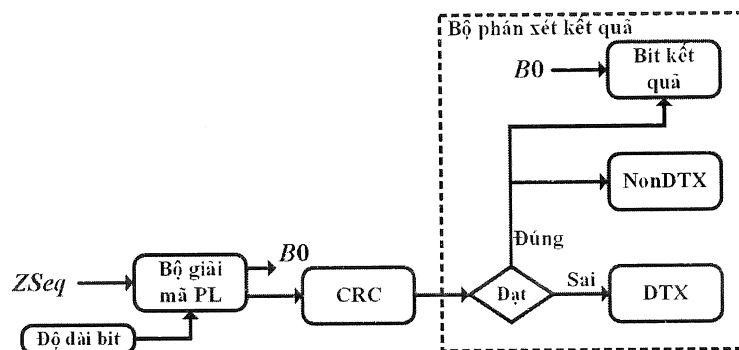
Hình 7



Hình 8



Hình 9



Hình 10