



(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)



1-0053777

(51)^{2023.01} H04W 52/04; H04B 7/005

(13) B

(21) 1-2023-09268

(22) 26/12/2023

(45) 25/11/2025 452

(43) 25/03/2024 432

(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

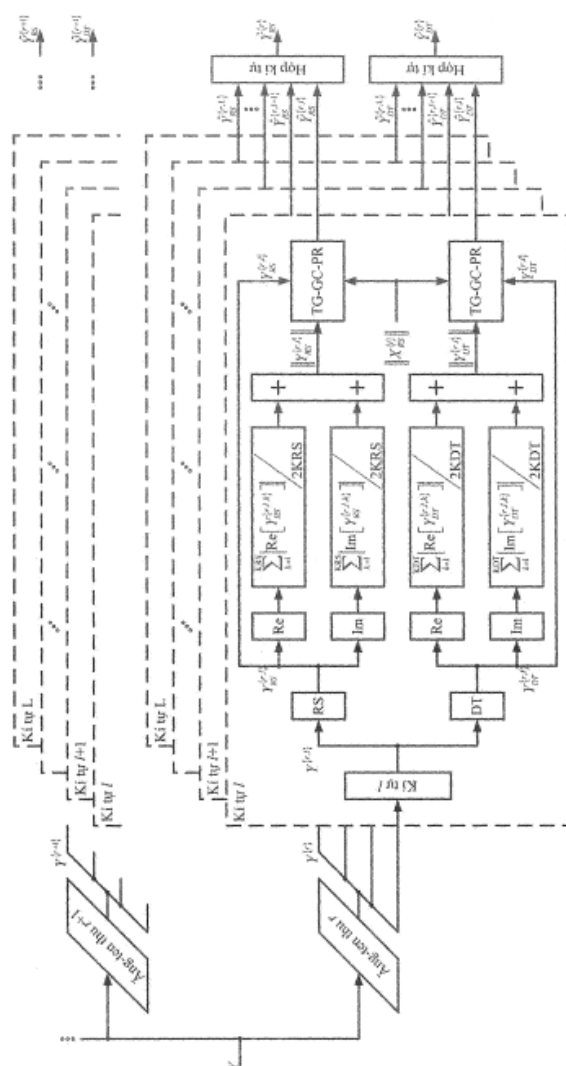
(72) PHAN ĐĂNG MINH (VN); LƯƠNG XUÂN HÀO (VN); NGUYỄN TRUNG TIẾN (VN); DƯƠNG VĂN HOÀN (VN); HUỖNH QUỐC ANH (VN); NGUYỄN HỮU TÙNG (VN); LÂM MINH QUÂN (VN); PHẠM HUY ANH (VN); NGUYỄN MINH TUẤN (VN); PHAN QUANG HUY (VN).

(74) Công ty TNHH NACILAW (NACILAW)

(54) PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN ĐỘC LẬP CÔNG SUẤT TÍN HIỆU THU TRONG ĐIỀU KIỆN SÓNG KÉM

(21) 1-2023-09268

(57) Sáng chế đề xuất phương pháp điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu nhằm phục hồi tín hiệu thu kể cả trong điều kiện sóng kém, độ lớn tín hiệu trên các ăng-ten thu không cân bằng, hay độ lớn tín hiệu tại RS khác DT. Khi tín hiệu thu được cải thiện, phương pháp điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu cũng đồng thời nâng cao hiệu năng giải mã tín hiệu của kênh điều khiển đường lên lớp vật lý định dạng hai trong hệ thống viễn thông di động thế hệ năm. Bằng áp dụng lý thuyết ma trận đại số tuyến tính trong xử lý số tín hiệu, công suất tín hiệu thu được điều khiển độc lập theo từng ăng-ten thu, kí tự, và loại tín hiệu RS hay DT theo bốn bước: bước 1: tái tạo và tính tham chiếu của tín hiệu phát; bước 2: bóc tách độc lập và tính độ lớn của tín hiệu thu; bước 3: tính ngưỡng tham chiếu, tính độ lợi, và điều khiển công suất; bước 4: ước lượng kênh, cân bằng kênh, giải mã kênh, và thống kê kết quả.



Hình 5

Lĩnh vực kỹ thuật được đề cập

Sáng chế đề xuất phương pháp điều khiển độc lập công suất (Autonomous Power Regulation – APR) tín hiệu thu trong điều kiện sóng kém (Weak Signal – WS). Cụ thể, phương pháp đề xuất trong sáng chế được ứng dụng cụ thể cho kênh điều khiển đường lên lớp vật lý định dạng hai (Physical Uplink Control Channel Format 2 – PUCCH F2) trong viễn thông di động thế hệ năm (Fifth Generation Mobile Networks – 5G).

Tình trạng kỹ thuật của sáng chế

Trong viễn thông di động, sóng điện từ được dùng trong giao tiếp giữa thiết bị người dùng (User Equipment – UE) và trạm gốc (Base Station – BS). WS được xác định khi sóng điện từ có công suất thu của tín hiệu tham chiếu (Reference Signal Received Power – RSRP) nhỏ hơn -115 đề-xi-ben mi-li oát (decibel milliwatts – dBm). Các nguyên nhân gây WS:

- Khoảng cách UE và BS lớn;
- Điều kiện thời tiết cực đoan;
- Nhiều vật cản giữa UE và BS;
- Nhiều UE kết nối đến BS.

Tại BS, PUCCH F2 giải mã các đơn vị thông tin (bit) xác nhận đã/chưa nhận được dữ liệu (Acknowledgement/Negative-Acknowledgement – ACK/NACK) từ UE. Tuy nhiên, WS có thể khiến PUCCH F2 giải mã sai từ ACK/NACK sang NACK/ACK, hay trạng thái mất tín hiệu (Discontinuous Transmission – DTX) từ UE. Do NACK/ACK xác định có/không truyền lại tín hiệu cho UE, giải mã sai bit ảnh hưởng lớn đến băng thông cũng như tài nguyên tính toán của toàn hệ thống.

Sáng chế đề xuất phương pháp điều khiển độc lập công suất (APR) cho tín hiệu thu nhằm giảm xác suất giải mã sai hay mất bit. Tính độc lập được thể hiện trên các khía cạnh sau:

- Độ lớn tín hiệu giữa các ăng-ten thu được điều khiển độc lập.
- Độ lớn tín hiệu giữa các kí tự miền thời gian được điều khiển độc lập.

- Độ lớn tín hiệu giữa các tín hiệu tham chiếu (Demodulation Reference Signal – RS) được điều khiển độc lập với tín hiệu dữ liệu (Data – DT).

Với các kết quả thực nghiệm, phương pháp APR chứng minh việc cải thiện đáng kể hiệu năng giải mã của PUCCH F2 kể cả khi:

- Công suất tín hiệu bị suy hao trong điều kiện WS.
- Công suất tín hiệu bị mất cân bằng trên các ăng-ten thu.
- Công suất tín hiệu RS khác DT.

Bản chất kỹ thuật của sáng chế

Mục đích của sáng chế là giúp nâng cao chất lượng dịch vụ viễn thông di động thế hệ năm khi phục hồi hiệu quả và chính xác tín hiệu thu trong điều kiện WS. Để đạt mục đích trên, phương pháp đề cập trong sáng chế gồm các bước:

Bước 1: tái tạo và tính tham chiếu của tín hiệu phát: công suất tín hiệu thu được điều khiển theo một khoảng độ lớn gọi là ngưỡng tham chiếu; dựa vào các tham số đã biết là cấu hình hệ thống và kênh, việc tái tạo tín hiệu phát tại các vị trí RS cho phép tính tham chiếu của tín hiệu phát, qua đó xác định ngưỡng tham chiếu;

Bước 2: bóc tách độc lập và tính độ lớn của tín hiệu thu: tương tự tín hiệu phát, độ lớn tín hiệu thu tính từ các ma trận tín hiệu thu được bóc tách và xử lý độc lập giữa các ăng-ten thu, kí tự, cũng như loại tín hiệu (RS hay DT);

Bước 3: tính ngưỡng tham chiếu, tính độ lợi, và điều khiển công suất: trong bộ điều khiển công suất, độ lợi là hệ số nhân hay chia tín hiệu thu nhằm giúp độ lớn của tín hiệu thu thuộc ngưỡng tham chiếu, với ngưỡng tham chiếu là giới hạn trên dưới được tính từ tham chiếu của tín hiệu phát;

Bước 4: ước lượng kênh, cân bằng kênh, giải mã kênh, và thống kê kết quả: trạng thái kênh và chuỗi bit được xác định thông qua việc ước lượng, cân bằng, và giải mã tín hiệu thu được điều khiển công suất độc lập; từ đó giúp đánh giá hiệu quả của APR với xác suất mất hay sai bit trong bước thống kê kết quả;

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

Hình 1 thể hiện quá trình xử lý tín hiệu của PUCCH F2;

Hình 2 thể hiện quá trình tính tham chiếu của tín hiệu phát;

Hình 3 thể hiện phân bố tài nguyên của PUCCH F2;

Hình 4 thể hiện phân tách loại tín hiệu của PUCCH F2;

Hình 5 thể hiện chi tiết phương pháp điều khiển độc lập công suất APR;

Hình 6 thể hiện chi tiết bộ tính ngưỡng tham chiếu TG, tính độ lợi GC, và điều khiển công suất PR;

Hình 7 thể hiện mô hình thực nghiệm đánh giá hiệu năng giải mã PUCCH F2.

Mô tả chi tiết sáng chế

Bằng áp dụng lý thuyết ma trận đại số tuyến tính trong xử lý số tín hiệu, sáng chế điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu, và qua đó giúp phục hồi tín hiệu thu trong điều kiện WS. Tại lớp vật lý (Physical Layer – L1/PHY), PUCCH F2 giải mã tín hiệu với các đầu vào: tín hiệu thu $Y^{[r]}$, và cấu hình giải mã như trong Hình 1. Trong khi $Y^{[r]}$ là tín hiệu băng gốc miền tần số trên ăng-ten thu r , cấu hình giải mã gồm các cấu hình hệ thống và kênh gửi từ lớp điều khiển truy nhập môi trường (Media Access Control – L2/MAC). Trong Hình 1, tín hiệu phát X_{RS} được tái tạo từ cấu hình giải mã và dùng cho: ước lượng kênh cũng như tính tham chiếu của tín hiệu phát $\|X_{RS}\|$. Với tham số đầu vào $\|X_{RS}\|$, phương pháp APR điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu $Y^{[r]}$ tại RS và DT thành $\hat{Y}_{RS}^{[r]}$ và $\hat{Y}_{DT}^{[r]}$. $\hat{Y}_{RS}^{[r]}$ và $\hat{Y}_{DT}^{[r]}$ được dùng trực tiếp cho ước lượng kênh (Channel Estimation – CE) và cân bằng kênh (Channel Equalization – EQ) thay vì $Y^{[r]}$. Như vậy, phương pháp APR điều khiển công suất Y độc lập theo: từng ăng-ten thu, từng kí tự, từng loại tín hiệu (RS hay DT). Nhờ đó, Y được phục hồi bất chấp: suy hao do WS, mất cân bằng công suất trên các ăng-ten thu, độ lớn tín hiệu tại RS khác DT. Với đầu vào là tín hiệu hợp nhất ở EQ, chuỗi bit thu từ bộ giải mã kênh (Channel Decoder – CD) được dùng đánh giá hiệu năng giải mã của PUCCH F2.

Các bước thực hiện sáng chế cụ thể như sau:

Bước 1: tái tạo và tính tham chiếu của tín hiệu phát;

Bước 1.1: tái tạo tín hiệu phát:

Từ cấu hình giải mã gửi từ L2, tín hiệu phát X_{RS} được tái tạo tại L1 và là hợp của tín hiệu phát trên L kí tự:

$$X_{RS} = \bigcup_{l=1}^L X_{RS}^{\{l\}} = \begin{bmatrix} X_{RS}^{\{1\}} & X_{RS}^{\{2\}} & \dots & X_{RS}^{\{L\}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Khi các kí tự độc lập và bình đẳng nhau, tín hiệu phát $X_{RS}^{\{l\}}$ trong (1) được bóc tách riêng và là hợp của tín hiệu phát trên tất cả KRS sóng mang con (Sub-carrier – SC):

$$X_{RS}^{\{l\}} = \bigcup_{k=1}^{KRS} X_{RS}^{\{l,k\}} = \begin{bmatrix} X_{RS}^{\{l,1\}} \\ X_{RS}^{\{l,2\}} \\ \dots \\ X_{RS}^{\{l,KRS\}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}[X_{RS}^{\{l,1\}}] + j \text{Im}[X_{RS}^{\{l,1\}}] \\ \text{Re}[X_{RS}^{\{l,2\}}] + j \text{Im}[X_{RS}^{\{l,2\}}] \\ \dots \\ \text{Re}[X_{RS}^{\{l,KRS\}}] + j \text{Im}[X_{RS}^{\{l,KRS\}}] \end{bmatrix} \quad (2)$$

Trong (2), Re và Im lần lượt là phần thực và ảo của SC, trong khi j là đơn vị phức.

Bước 1.2: tính tham chiếu của tín hiệu phát:

Tại kí tự l , tham chiếu của tín hiệu phát $\|X_{RS}^{\{l\}}\|$ được tính từ phần thực và ảo của tất cả các SC:

$$\|X_{RS}^{\{l\}}\| = \frac{\sum_{k=1}^{KRS} |\text{Re}[X_{RS}^{\{l,k\}}]| + \sum_{k=1}^{KRS} |\text{Im}[X_{RS}^{\{l,k\}}]|}{2KRS} \quad (3)$$

Như vậy, tham chiếu của tín hiệu phát $\|X_{RS}\|$ trên L kí tự là hợp của tất cả các tham chiếu như trong Hình 2 và (4):

$$\|X_{RS}\| = \bigcup_{l=1}^L \|X_{RS}^{\{l\}}\| = \begin{bmatrix} \|X_{RS}^{\{1\}}\| & \|X_{RS}^{\{2\}}\| & \dots & \|X_{RS}^{\{L\}}\| \end{bmatrix} \quad (4)$$

Bước 2: bóc tách độc lập và tính độ lớn của tín hiệu thu;

Các thành phần của tín hiệu thu và độ lớn tương ứng được bóc tách và xử lý đồng thời như một phần của khối APR trong Hình 1.

Bước 2.1: bóc tách độc lập tín hiệu thu:

Tại BS, tín hiệu thu băng gốc miền tần số Y được chuyển từ tín hiệu thu cao tần miền thời gian bởi đơn vị vô tuyến từ xa (Remote Radio Unit – RRU). Y là hợp của tất cả tín hiệu thu trên R ăng-ten thu (Reception Antenna – RX):

$$Y = \bigcup_{r=1}^R Y^{\{r\}} = \begin{bmatrix} Y^{\{1\}} & Y^{\{2\}} & \dots & Y^{\{R\}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Với tính chất bình đẳng giữa các ăng-ten thu về mặt không gian, tín hiệu thu $Y^{\{r\}}$ tại ăng-ten thu r được xét riêng như sau:

$$Y^{\{r\}} = \bigcup_{l=1}^L Y^{\{r,l\}} = \begin{bmatrix} Y^{\{r,1\}} & Y^{\{r,2\}} & \dots & Y^{\{r,L\}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Trong (6), $Y^{\{r\}}$ là hợp của tất cả tín hiệu thu trong khoảng thời gian chứa L kí tự. Về mặt thời gian, tín hiệu thu $Y^{\{r,l\}}$ tại kí tự l có vai trò ngang hàng như tín hiệu thu tại các kí tự khác. Do đó, từng $Y^{\{r,l\}}$ được diễn đạt từ tất cả tín hiệu thu trên K sóng mang con:

$$Y^{\{r,l\}} = \bigcup_{k=1}^K Y^{\{r,l,k\}} = \begin{bmatrix} Y^{\{r,l,1\}} \\ Y^{\{r,l,2\}} \\ \dots \\ Y^{\{r,l,K\}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Về mặt tần số, PUCCH F2 trong 5G gồm hai loại SC xếp xen kẽ: RS và DT. Với mười hai SC trong một ô tài nguyên (Resource Block – RB), RS phân bố ở bốn vị trí: thứ hai, năm, tám và mười một; trong khi DT ở tám vị trí còn lại như Hình 3. Như vậy khi vai trò của hai nhóm RS và DT là như nhau, $Y^{\{r,l\}}$ trong (7) được phân tách lại như sau:

$$Y^{\{r,l\}} = Y_{RS}^{\{r,l\}} \cup Y_{DT}^{\{r,l\}} \quad (8)$$

Trong (8), $Y^{\{r,l\}}$ là hợp của tín hiệu thu RS $Y_{RS}^{\{r,l\}}$ và DT $Y_{DT}^{\{r,l\}}$. $Y_{RS}^{\{r,l\}}$ và $Y_{DT}^{\{r,l\}}$ tương đương nhau và lần lượt là hợp của thành phần thực ảo của tất cả SC tại RS và DT như trong (9), (10), và Hình 4.

$$Y_{RS}^{\{r,l\}} = \bigcup_{k=1}^{KRS} Y_{RS}^{\{r,l,k\}} = \begin{bmatrix} Y_{RS}^{\{r,l,1\}} \\ Y_{RS}^{\{r,l,2\}} \\ \dots \\ Y_{RS}^{\{r,l,KRS\}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}[Y_{RS}^{\{r,l,1\}}] + j \text{Im}[Y_{RS}^{\{r,l,1\}}] \\ \text{Re}[Y_{RS}^{\{r,l,2\}}] + j \text{Im}[Y_{RS}^{\{r,l,2\}}] \\ \dots \\ \text{Re}[Y_{RS}^{\{r,l,KRS\}}] + j \text{Im}[Y_{RS}^{\{r,l,KRS\}}] \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$Y_{DT}^{\{r,l\}} = \bigcup_{k=1}^{KDT} Y_{DT}^{\{r,l,k\}} = \begin{bmatrix} Y_{DT}^{\{r,l,1\}} \\ Y_{DT}^{\{r,l,2\}} \\ \dots \\ Y_{DT}^{\{r,l,KDT\}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] + j \text{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] \\ \text{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] + j \text{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] \\ \dots \\ \text{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,KDT\}}] + j \text{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,KDT\}}] \end{bmatrix} \quad (10)$$

Trong đó, KRS và KDT tương ứng là tổng số SC của tín hiệu RS và DT, và được tính từ tổng số ô tài nguyên nRB:

$$KRS = 4nRB \quad (11)$$

$$KDT = 8nRB \quad (12)$$

Từ (9) và (10), tín hiệu thu Y được bóc tách và xử lý độc lập theo các khía cạnh sau:

- Về mặt không gian giữa các ăng-ten thu.
- Về mặt thời gian giữa các kí tự.
- Về mặt tần số giữa các RS và DT.

Bước 2.2: tính độ lớn của tín hiệu thu:

Độ lớn của tín hiệu thu RS tại kí tự l và ăng-ten thu r được tính từ thành phần thực và ảo của tất cả SC:

$$\|Y_{RS}^{\{r,l\}}\| = \frac{\sum_{k=1}^{KRS} \left| \text{Re}[Y_{RS}^{\{r,l,k\}}] \right| + \sum_{k=1}^{KRS} \left| \text{Im}[Y_{RS}^{\{r,l,k\}}] \right|}{2KRS} \quad (13)$$

Tương tự, (14) là độ lớn của tín hiệu thu DT tại kí tự l và ăng-ten thu r :

$$\|Y_{DT}^{\{r,l\}}\| = \frac{\sum_{k=1}^{KDT} |\operatorname{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,k\}}]| + \sum_{k=1}^{KDT} |\operatorname{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,k\}}]|}{2KDT} \quad (14)$$

Bước 3: tính ngưỡng tham chiếu, tính độ lợi, và điều khiển công suất;

Về mặt tổng quan, khối APR trong Hình 1 được cấu tạo từ quá trình bóc tách, tính độ lớn của tín hiệu thu hợp cùng việc tính ngưỡng tham chiếu, độ lợi, và điều khiển công suất. Từ tham chiếu của tín hiệu phát $\|X_{RS}^{\{l\}}\|$ trong (3), ngưỡng tham chiếu (Threshold – THR) được tính bởi bộ tạo ngưỡng tham chiếu (Threshold Generation – TG). Từ đó, bộ tính độ lợi (Gain Calculation – GC) tính độ lợi cần nhân hay chia tín hiệu thu để các độ lớn của tín hiệu thu trong (13) và (14) đạt ngưỡng tham chiếu. Sau cùng, tín hiệu thu được điều khiển độc lập công suất khi bộ điều khiển công suất (Power Regulation – PR) nhân hay chia tín hiệu thu trong (9) và (10) với độ lợi như trong Hình 5. Cụ thể, bước này được thực hiện qua các bước nhỏ sau:

Bước 3.1: tính ngưỡng tham chiếu;

Trong (3), $\|X_{RS}^{\{l\}}\|$ là độ lớn tín hiệu mong muốn, tuy nhiên trong xử lý số tín hiệu, tín hiệu vẫn được xử lý tốt mà không cần đến sự can thiệp của APR nếu đảm bảo độ lớn trong một khoảng xác định gọi là ngưỡng tham chiếu (Threshold – THR). Do đó, THR được định nghĩa như sau:

$$\text{THR} \triangleq [\text{Thr}_1; \text{Thr}_2] \quad (15)$$

trong đó, Thr_1 và Thr_2 lần lượt là giới hạn trên và dưới của ngưỡng tham chiếu và được tính như sau:

$$\text{Thr}_1 = \frac{\|X_{RS}^{\{l\}}\|}{2^{n1}} \quad (16)$$

$$\text{Thr}_2 = 2^{n2} \|X_{RS}^{\{l\}}\| \quad (17)$$

Trong (16) và (17), $n1$ và $n2$ là hai tham số thực nghiệm nhằm xác định ngưỡng tham chiếu. Như vậy, THR trong (15) được viết lại như sau:

$$\text{THR} \triangleq \left[\frac{\|X_{RS}^{\{l\}}\|}{2^{n_1}}; 2^{n_2} \|X_{RS}^{\{l\}}\| \right] \quad (18)$$

Trường hợp mười sáu bit nhị phân được sử dụng trong xử lý số tín hiệu, THR được giới hạn bởi hai biên trên dưới như trong (19) nhằm tránh tình trạng Thr_1 và Thr_2 vượt quá giới hạn xử lý.

$$\text{THR} \triangleq \left[\frac{\|X_{RS}^{\{l\}}\|}{2^{n_1}}; 2^{n_2} \|X_{RS}^{\{l\}}\| \right] \cap [2^1; 2^{13}] \triangleq [\text{THR}_1; \text{THR}_2] \quad (19)$$

Bước 3.2: tính độ lợi:

Độ lợi là hệ số cần thiết để nhân hay chia độ lớn của tín hiệu thu $\|Y_{RS}^{\{r,l\}}\|$ trong (13) và $\|Y_{DT}^{\{r,l\}}\|$ trong (14) nhằm đạt được ngưỡng tham chiếu THR.

Trường hợp $\|Y_{RS}^{\{r,l\}}\|$ hay $\|Y_{DT}^{\{r,l\}}\|$ lớn hơn THR_2 , độ lớn của tín hiệu thu cần giảm một bit nhị phân trong xử lý số tín hiệu hay giảm một nửa trong hệ thập phân. Do đó, giá trị mới của $\|Y_{RS}^{\{r,l\}}\|$ hay $\|Y_{DT}^{\{r,l\}}\|$ (gọi chung là $\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|$) được tính như sau:

$$\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\| = \frac{\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|}{2} \quad (20)$$

Như vậy với giá trị đầu bằng không, số bit nhị phân $\text{nBit}_{RS/DT}$ cần giảm là âm một để đạt độ lớn của tín hiệu thu như (20):

$$\text{nBit}_{RS/DT} = \text{nBit}_{RS/DT} - 1 \quad (21)$$

Trong khi $\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|$ trong (20) vẫn còn lớn hơn THR_2 trong (19), cần thực hiện lại (20) và (21) cho đến khi $\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|$ nhỏ hơn THR_2 . Sau n vòng lặp, $\text{nBit}_{RS/DT}$ là độ lợi cần chia $Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}$ nhằm giảm độ lớn tín hiệu thu dưới THR_2 , và giá trị của $\text{nBit}_{RS/DT}$ cho trong (22):

$$\text{nBit}_{RS/DT} = -n \quad (22)$$

Ngược lại, trường hợp $\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|$ nhỏ hơn THR_1 , cần nhân $\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|$ với một độ lợi lớn hơn một. Trong xử lý số tín hiệu, phép dịch trái một bit tín hiệu nhị phân tương đương nhân đôi tín hiệu trong hệ thập phân, do đó:

$$\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\| = 2 \|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\| \quad (23)$$

$$nBit_{RS/DT} = nBit_{RS/DT} + 1 \quad (24)$$

Nói cách khác, cần tăng $nBit_{RS/DT}$ một lượng là dương một để đạt được độ lớn tín hiệu tăng như trong (23). Trong khi, $\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|$ trong (23) vẫn còn nhỏ hơn THR_1 trong (19), cần lặp lại (23) và (24) n lần để $\|Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}\|$ lớn hơn THR_1 . Sau n lần, độ lợi trong (25) là hệ số cần để nhân tín hiệu thu nhằm đạt độ lớn mong muốn:

$$nBit_{RS/DT} = n \quad (25)$$

Bước 3.3: điều khiển công suất:

Trong Hình 6, $\hat{Y}_{RS/DT}^{\{r,l\}}$ là tín hiệu thu $Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}$ đã được điều khiển công suất. Trong khi $Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}$ được tính trong (9) và (10), $\hat{Y}_{RS/DT}^{\{r,l\}}$ được tính từ $Y_{RS/DT}^{\{r,l\}}$ và độ lợi trong (22) hay trong (25):

$$\hat{Y}_{RS/DT}^{\{r,l\}} = 2^{nBit_{RS/DT}} Y_{RS/DT}^{\{r,l\}} \quad (26)$$

Trong (26), độ lớn tín hiệu thu giảm đi với $nBit_{RS/DT}$ âm trong trường hợp tín hiệu thu có độ lớn lớn hơn ngưỡng tham chiếu THR_2 , ngược lại đối với trường hợp độ lợi dương. Như vậy, phương pháp APR điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu trên từng ăng-ten thu r , kí tự l và loại tín hiệu RS hay DT.

Với L kí tự tại ăng-ten thu r , tín hiệu thu RS được điều khiển công suất $\hat{Y}_{RS}^{\{r\}}$ là hợp của tất cả các $\hat{Y}_{RS}^{\{r,l\}}$ trong (26). Do $\hat{Y}_{RS}^{\{r,l\}}$ được xử lý độc lập trên từng kí tự l , $\hat{Y}_{RS}^{\{r\}}$ là ma trận chứa L cột tương ứng:

$$\hat{Y}_{RS}^{\{r\}} = \bigcup_{l=1}^L \hat{Y}_{RS}^{\{r,l\}} = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{RS}^{\{r,1\}} & \hat{Y}_{RS}^{\{r,2\}} & \dots & \hat{Y}_{RS}^{\{r,L\}} \end{bmatrix} \quad (27)$$

Thay vì dùng $Y^{[r]}$ trong (6) bị suy hao trong điều kiện WS, ước lượng kênh tại ăng-ten thu r cần tín hiệu đã được phục hồi $\hat{Y}_{RS}^{[r]}$ nhằm tăng độ chính xác của tính toán.

Ngoài ước lượng kênh, tín hiệu thu còn được dùng cho cân bằng kênh như trong Hình 1, nên độ chính xác của tín hiệu thu trong giải mã PUCCH F2 là đặc biệt quan trọng. Tương tự $\hat{Y}_{RS}^{[r]}$ trong ước lượng kênh, $\hat{Y}_{DT}^{[r]}$ trong cân bằng kênh là tín hiệu thu DT đã được điều khiển công suất tại ăng-ten thu r . $\hat{Y}_{DT}^{[r]}$ là hợp của tất cả $\hat{Y}_{DT}^{[r,l]}$ trên L kí tự như trong (28) và Hình 5:

$$\hat{Y}_{DT}^{[r]} = \bigcup_{l=1}^L \hat{Y}_{DT}^{[r,l]} = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{DT}^{[r,1]} & \hat{Y}_{DT}^{[r,2]} & \dots & \hat{Y}_{DT}^{[r,L]} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Bước 4: ước lượng kênh, cân bằng kênh, giải mã kênh, và thống kê kết quả;

Với cấu hình giải mã từ L2, L1 thực hiện phương pháp APR tín hiệu thu bằng gốc rồi giải mã PUCCH F2 gồm: ước lượng kênh, cân bằng kênh, và giải mã kênh như trong Hình 1. Các thông tin được giải mã và truyền trở lại L2: tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu (Signal to Noise Ratio – SNR), công suất nhiễu $[\sigma^2]^{[r]}$, công suất tín hiệu, chuỗi bit...

Ước lượng kênh giúp xác định $H^{[r]}$ gồm $H_{RS}^{[r]}$ và $H_{DT}^{[r]}$ là ma trận đặc tính kênh truyền tại RS và DT. Trong khi $H_{RS}^{[r]}$ được dùng với $\hat{Y}_{RS}^{[r]}$ để ước lượng SNR và $[\sigma^2]^{[r]}$, $H_{DT}^{[r]}$ được dùng cho cân bằng kênh. Trong xử lý tín hiệu thu, cân bằng kênh sử dụng $H_{DT}^{[r]}$, $[\sigma^2]^{[r]}$, và $\hat{Y}_{DT}^{[r]}$ nhằm loại bỏ ảnh hưởng của nhiễu, và hợp nhất các tín hiệu thu. Với $\hat{Y}_{RS}^{[r]}$ và $\hat{Y}_{DT}^{[r]}$, có thể thấy tầm quan trọng của phương pháp APR khi độ chính xác của không chỉ CE mà còn EQ được cải thiện. Qua đó, hiệu năng giải mã tín hiệu của toàn hệ thống được nâng cao bất chấp điều kiện WS, hay độ lớn tín hiệu trên các ăng-ten thu không cân, hay độ lớn tín hiệu RS khác DT.

Qua các bước giải ánh xạ, giải xáo bit, và giải mã bit, L2 nhận được chuỗi bit giải mã bởi PUCCH F2 chứa thông tin về: truyền lại, lập lịch, và trạng thái kênh. Ngoài ra, tốc độ, công suất truyền thông tin giữa UE và BS cũng được L2 hiệu chỉnh với các thông số ước lượng từ CE của L1 như: SNR, công suất nhiễu, công suất tín hiệu.

Tại L1, hiệu năng giải mã của PUCCH F2 được đánh giá dựa vào các xác suất: mất ACK (ACK Missed Detection Probability – PAKM) và ACK thành NACK (ACK to NACK Probability – PAN). Với một bit ACK được gửi, trong khi PAN là xác suất giải mã sai

bit đó thành NACK, PACK là xác suất không giải mã được ACK và rơi vào trạng thái DTX.

Ví dụ thực hiện sáng chế

Trong sáng chế, kết quả thực nghiệm với mô hình trong Hình 7 được dùng để chứng minh hiệu quả của phương pháp điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu. Trong Hình 7, mô hình thực nghiệm gồm: máy phát tín hiệu, RRU, L1, và L2. Máy phát tín hiệu cho phép tạo ra sóng điện từ cao tần ở miền thời gian với điều kiện kênh truyền, nhiễu, và công suất phát xác định. Do đó, máy phát tín hiệu thiết lập một cách chính xác quá trình thực tế UE bức xạ sóng điện từ đến BS trong điều kiện: suy hao do WS, mất cân bằng công suất trên các ăng-ten thu, hay độ lớn tín hiệu tại RS khác DT. Tại BS, RRU chuyển đổi tín hiệu thu cao tần miền thời gian thành tín hiệu thu bằng gốc miền tần số $Y^{[r]}$ tại ăng-ten thu r . Với cấu hình hệ thống và kênh từ L2, L1 giải mã tín hiệu thu từ RRU nhằm đánh giá hiệu quả của phương pháp APR nói riêng hay hiệu năng giải mã của PUCCH F2 nói chung.

Như trong Bảng 1, cấu hình hệ thống gồm: băng thông (Bandwidth – BW), khoảng cách SC (Sub-carrier Spacing – SCS), số ăng-ten phát (Number of Transmission Antenna – nTX), và số ăng-ten thu (Number of Reception Antenna – nRX). Trong khi đó, cấu hình kênh của PUCCH F2 cho trong Bảng 2 dựa theo mục 8.3.4.1.1 trong tài liệu TS 38.104 V16.6.0 ban hành bởi dự án đối tác thế hệ thứ ba (The 3rd Generation Partnership Project – 3GPP).

Bảng 1: cấu hình hệ thống

Thông số	Giá trị
BW	100 MHz
SCS	30 kHz
nTX	1
nRX	2, 4, 8

Bảng 2: cấu hình kênh loại một

Thông số	Giá trị
Loại điều chế	QPSK
Vị trí bắt đầu theo ô tài nguyên của kí tự thứ nhất trên miền tần số	0
Nhảy tần	Không
Vị trí bắt đầu theo ô tài nguyên của kí tự thứ hai trên miền tần số	0
nRB	4
Số kí tự	1
Độ dài bit	4
Vị trí bắt đầu theo kí tự của kí tự thứ nhất trên miền thời gian	13
Tham số điều chế RS N_{ID}^0	0

Với ba mươi hai bit nhị phân, một SC gồm mười sáu bit phần thực và mười sáu bit phần ảo trong lý thuyết xử lý tín hiệu số tín hiệu. Tuy nhiên, độ lớn phần thực và ảo được giới hạn ở mười bit nhị phân trong sáng chế và là một đơn vị cơ bản (per-unit – pu) nhằm tránh tình trạng quá giới hạn xử lý. Bên cạnh đó, giá trị $n1$ và $n2$ trong (19) tương ứng là một và không nhằm xác định khoảng độ lớn tín hiệu mà APR không cần tác động là từ một phần hai pu đến một pu trong hệ thập phân. Nói cách khác, tín hiệu thu chỉ được điều khiển độc lập công suất khi độ lớn nhỏ hơn chín bit nhị phân hay lớn hơn mười bit nhị phân.

Bảng 3 và Bảng 4 liệt kê các điều kiện khác nhau nhằm đánh giá hiệu năng giải mã tín hiệu của PUCCH F2 khi có và không có APR. Trong Bảng 3, điều kiện độ lớn tín hiệu thu (Receive Level – RL) với nRX khác nhau gồm:

- Tín hiệu bị suy hao độ lớn, mức suy hao tín hiệu cân bằng trên các ăng-ten thu, độ lớn tín hiệu tại RS giống DT.
- Tín hiệu bị suy hao độ lớn, mức suy hao tín hiệu không cân bằng trên các ăng-ten thu, độ lớn tín hiệu tại RS giống DT.
- Tín hiệu bị suy hao độ lớn, mức suy hao tín hiệu không cân bằng trên các ăng-ten thu, độ lớn tín hiệu tại RS khác DT.
- Tín hiệu bị quá độ lớn, mức quá tín hiệu cân bằng trên các ăng-ten thu, độ lớn tín hiệu tại RS giống DT.
- Tín hiệu bị quá độ lớn, mức quá tín hiệu không cân bằng trên các ăng-ten thu, độ lớn tín hiệu tại RS giống DT.
- Tín hiệu bị quá độ lớn, mức quá tín hiệu không cân bằng trên các ăng-ten thu, độ lớn tín hiệu tại RS khác DT.

Ngoài ra, điều kiện kênh truyền và nhiễu (Propagation Condition – PC) được thiết lập theo mục 8.3.4.1.2 trong tài liệu TS 38.104 V16.6.0 như trong Bảng 4. Khi nRX thay đổi, PC quy định giá trị SNR tính bằng đề-xi-ben (decibel – dB) tương ứng, trong khi kiểu môi trường “TDLC300-100 Thấp” là chung.

Bảng 3: điều kiện độ lớn tín hiệu thu RL

RL	nRX	Ma trận độ lớn tín hiệu thu trên từng ăng-ten thu (pu) với thứ tự từ trái sang, từ trên xuống		Ghi chú
		RS	DT	
1	2	$\begin{bmatrix} \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \end{bmatrix}$	Suy hao, cân bằng trên các RX, RS giống DT
	4	$\begin{bmatrix} \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \end{bmatrix}$	
	8	$\begin{bmatrix} \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \\ \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \\ \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} & \frac{1}{16} \end{bmatrix}$	

2	2	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	Suy hao, không cân bằng trên các RX, RS giống DT
	4	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	
	8	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$ $\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$ $\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	
3	2	$\left[\frac{1}{8} \quad \frac{1}{4} \right]$	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	Suy hao, không cân bằng trên các RX, RS khác DT
	4	$\left[\frac{1}{8} \quad \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{4} \right]$	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	
	8	$\left[\frac{1}{8} \quad \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{4} \right]$ $\left[\frac{1}{8} \quad \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{4} \right]$	$\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$ $\left[\frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{8} \right]$	
4	2	$[16 \quad 16]$	$[16 \quad 16]$	Quá tín hiệu, cân bằng trên các RX, RS giống DT
	4	$[16 \quad 16 \quad 16 \quad 16]$	$[16 \quad 16 \quad 16 \quad 16]$	
	8	$[16 \quad 16 \quad 16 \quad 16]$ $[16 \quad 16 \quad 16 \quad 16]$	$[16 \quad 16 \quad 16 \quad 16]$ $[16 \quad 16 \quad 16 \quad 16]$	
5	2	$[16 \quad 8]$	$[16 \quad 8]$	Quá tín hiệu, không cân bằng trên các RX, RS giống DT
	4	$[16 \quad 8 \quad 16 \quad 8]$	$[16 \quad 8 \quad 16 \quad 8]$	
	8	$[16 \quad 8 \quad 16 \quad 8]$ $[16 \quad 8 \quad 16 \quad 8]$	$[16 \quad 8 \quad 16 \quad 8]$ $[16 \quad 8 \quad 16 \quad 8]$	
6	2	$[16 \quad 8]$	$[8 \quad 4]$	

	4	[16 8 16 8]	[8 4 8 4]	Quá tín hiệu, không cân bằng trên các RX, RS khác DT
	8	[16 8 16 8 16 8 16 8]	[8 4 8 4 8 4 8 4]	

Bảng 4: điều kiện kênh truyền và nhiễu PC

PC	nTX	nRX	Tiền tố tuần hoàn	Kiểu môi trường	SNR (dB)
1	1	2	Bình thường	TDLC300-100 Thấp	5,7
2	1	4	Bình thường	TDLC300-100 Thấp	0,4
3	1	8	Bình thường	TDLC300-100 Thấp	-3,3

Bảng 5: kết quả thực nghiệm với RL và PC khác nhau

RL	PC	nRX	Có APR		Không có APR	
			PACK (%)	PA2N (%)	PACK (%)	PA2N (%)
1	1	2	1,321	0,778	12,110	0,854
	2	4	4,444	0,564	47,353	0,863
	3	8	6,257	0,376	92,798	7,909
2	1	2	1,761	0,498	6,778	0,612
	2	4	4,198	0,473	16,863	0,612
	3	8	6,300	0,343	35,993	0,879

3	1	2	1,512	0,212	3,676	0,439
	2	4	4,179	0,438	6,975	0,609
	3	8	6,152	0,345	10,194	0,651
4	1	2	56,817	0,713	62,627	0,928
	2	4	10,498	0,509	12,991	0,903
	3	8	4,001	0,447	6,857	0,601
5	1	2	7,512	0,552	27,134	0,815
	2	4	4,625	0,518	12,899	0,864
	3	8	4,100	0,408	9,512	0,715
6	1	2	7,445	0,454	29,298	0,517
	2	4	4,102	0,472	11,869	0,666
	3	8	5,011	0,396	9,302	0,489

Với RL và PC khác nhau, Bảng 5 chứa các giá trị PACK và PA2N là kết quả thực nghiệm khi có và không có APR trong giải mã tín hiệu.

Trường hợp RL một, APR cải thiện rõ rệt PACK khi tín hiệu thu suy hao nghiêm trọng trên mọi RX. Cụ thể, APR được áp dụng và PACK thấp hơn bảy phần trăm tùy vào số ăng-ten thu bất chấp tín hiệu thu chỉ bằng một phần mười sáu độ lớn mong muốn. Ngược lại, xác suất mất ACK cao hơn chín mươi phần trăm trong hệ tám ăng-ten thu khi độ lớn tín hiệu thu không được điều khiển.

PACK chênh lệch khoảng năm phần trăm giữa có và không có APR với hệ hai RX và RL hai trong Bảng 5. Mức chênh lệch lên đến ba mươi phần trăm khi nRX tăng.

Trong sáng chế, tín hiệu thu không những suy hao không cân bằng giữa các RX mà còn giữa RS và DT như với RL ba trong Bảng 3. Khi APR điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu RS và DT, PACK khoảng một, bốn, và sáu phần trăm tương ứng hai, bốn, và tám ăng-ten thu và xác suất này thấp hơn khoảng bốn phần trăm khi không có APR.

Đôi lập suy hao, độ lớn tín hiệu thu lớn hơn độ lớn mong muốn mười sáu lần khi RL bằng bốn. Do giới hạn số bit, quá độ lớn tín hiệu cũng gây bão hòa và sai lệch trong tính toán xử lý số tín hiệu. Vì APR giảm độ lớn tín hiệu thu, xác suất mất ACK cũng giảm so với không có APR như trong Bảng 5.

Với RL năm, tín hiệu thu bị quá độ lớn và không cân bằng trên các ăng-ten thu. Việc dùng APR cải thiện PACK hai mươi phần trăm trong hệ hai ăng-ten thu, và khoảng năm đến tám phần trăm tương ứng hệ tám hay bốn RX.

Tương tự suy hao, quá độ lớn tín hiệu thu trong sáng chế gồm trường hợp không cân bằng giữa các RX và giữa RS với DT. Độ lớn tín hiệu thu RS gấp đôi DT như định nghĩa trong Bảng 3 khi giá trị RL bằng sáu. Theo Bảng 5, PACK lần lượt được cải thiện khoảng hai mươi ba phần trăm, bảy phần trăm, và bốn phần trăm khi sử dụng APR với hai, bốn, và tám ăng-ten thu.

Bên cạnh xác suất mất ACK, xác suất giải mã sai ACK thành NACK (PA2N) là tiêu chí quan trọng đánh giá hiệu năng giải mã tín hiệu của PUCCH F2. Với SNR cố định trong Bảng 4, PA2N trong Bảng 5 không có chênh lệch lớn khi có hay không dùng APR trong đa số trường hợp. Tuy nhiên, APR cải thiện PA2N từ khoảng tám phần trăm xuống không phần trăm khi RL bằng một trong hệ tám ăng-ten thu, qua đó nâng cao hiệu suất hoạt động của toàn hệ thống.

Từ Bảng 5, chênh lệch hiệu năng giải mã tín hiệu khi có APR được phản ánh rõ rệt khi suy hao cân bằng trên các ăng-ten thu ứng với RL bằng một. Do vậy, SNR thay đổi từ thấp đến cao ngoài giá trị cố định trong Bảng 4 nhằm đánh giá độ rộng vùng hoạt động hiệu quả của APR.

Bảng 6: kết quả thực nghiệm với dải SNR và RL bằng một

SNR (dB)	nRX	Có APR		Không có APR	
		PACK (%)	PA2N (%)	PACK (%)	PA2N (%)
-10,0	2	94,512	6,781	99,903	62,826
	4	92,990	5,764	99,673	60,440
	8	84,874	2,118	98,004	56,672
-5,0	2	67,331	0,465	91,746	54,679
	4	53,376	0,990	95,092	39,352
	8	18,553	0,899	97,937	6,000
0,0	2	21,735	0,553	67,719	6,987
	4	6,656	0,986	47,315	0,296
	8	1,776	0,323	42,616	0,328
5,0	2	2,001	0,121	16,052	0,491
	4	1,176	0,459	6,035	0,712
	8	1,012	0,644	1,287	0,907
10,0	2	1,312	0,439	1,537	0,873
	4	0,053	0,200	1,918	0,286

	8	0,727	0,178	1,439	0,133
--	---	-------	-------	-------	-------

Bảng 6 thể hiện kết quả thực nghiệm gồm các giá trị PACK và PA2N với nRX khác nhau trong điều kiện RL bằng một, kiểu môi trường “TDLC300-100 Thấp”, và SNR biến động trong dải rộng.

Khi SNR có giá trị âm mười dB, APR giảm rõ rệt PACK trong hệ tám ăng-ten thu, và không có nhiều khác biệt so với không dùng APR trong hệ hai hay bốn ăng-ten thu. Mặt khác, PA2N cải thiện đáng kể tại mọi nRX với mức giảm hơn năm mươi phần trăm khi dùng APR. Như vậy, APR hoạt động hiệu quả tại mức nhiễu lớn trong giảm xác suất giải mã sai ACK thay vì xác suất mất ACK.

Tại mức nhiễu có SNR âm năm dB, PACK trên chín mươi phần trăm khi không dùng APR, xác suất này giảm còn khoảng bảy mươi phần trăm, năm mươi phần trăm, và hai mươi phần trăm khi áp dụng APR trong hệ hai, bốn, và tám RX. Vì vậy, APR càng hiệu quả khi nRX càng lớn vì mức giảm PACK càng lớn. Trái lại, APR thật sự cải thiện PA2N khi nRX càng nhỏ với chênh lệch PA2N khoảng năm mươi phần trăm, bốn mươi phần trăm, và sáu phần trăm trong hệ hai, bốn, và tám RX. Từ kết quả PACK và PA2N, APR cải thiện rõ rệt PACK khi nRX lớn, và PA2N khi nRX nhỏ.

Trong Bảng 6, mặc dù PA2N không có nhiều khác biệt khi dùng APR khi công suất tín hiệu trên nhiễu ngang nhau với mức SNR không dB, APR lại cải thiện rõ rệt PACK với độ lợi xác suất lên đến hơn bốn mươi phần trăm. Qua đó, APR hiệu quả tốt về giảm thiểu xác suất mất ACK hơn là xác suất giải mã sai ACK tại mức nhiễu này.

Với giá trị SNR bằng năm dB, kết quả thực nghiệm cho thấy APR chỉ thật sự cải thiện PACK với cấu hình hệ thống có hai hay bốn ăng-ten thu. Ngoài ra, PACK trong hệ tám ăng-ten thu và các giá trị PA2N không có chênh lệch so với kết quả giải mã khi không dùng APR.

Trường hợp công suất tín hiệu lớn hơn công suất nhiễu nhiều lần, APR không cải thiện hiệu năng giải mã tín hiệu rõ rệt khi tất cả xác suất tại mức SNR mười dB trong Bảng 6 đều thấp dưới hai phần trăm.

Từ các kết quả trong Bảng 6, APR trong sáng chế có vùng hoạt động hiệu quả rộng khi cho phép SNR biến động từ âm mười đến năm dB. Tùy vào mức SNR và số ăng-ten thu, PACK hay PA2N hay cả hai cùng được cải thiện khi dùng APR.

Yêu cầu bảo hộ

1. Phương pháp điều khiển độc lập công suất tín hiệu thu trong điều kiện sóng kém gồm bốn bước:

bước 1: tái tạo và tính tham chiếu của tín hiệu phát, gồm các bước:

bước 1.1: tái tạo tín hiệu phát:

tại lớp vật lý (physical layer – L1/PHY), tín hiệu phát X_{RS} được tái tạo từ cấu hình hệ thống và kênh gửi từ lớp điều khiển truy nhập môi trường (media access control – L2/MAC); với L ký tự trên miền thời gian, X_{RS} là hợp của các tín hiệu phát $X_{RS}^{\{l\}}$ tại từng ký tự l :

$$X_{RS} = \bigcup_{l=1}^L X_{RS}^{\{l\}} = \begin{bmatrix} X_{RS}^{\{1\}} & X_{RS}^{\{2\}} & \dots & X_{RS}^{\{L\}} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$X_{RS}^{\{l\}}$ được biểu diễn trên miền tần số là hợp của tất cả KRS sóng mang con (sub-carrier – SC):

$$X_{RS}^{\{l\}} = \bigcup_{k=1}^{KRS} X_{RS}^{\{l,k\}} = \begin{bmatrix} X_{RS}^{\{l,1\}} \\ X_{RS}^{\{l,2\}} \\ \dots \\ X_{RS}^{\{l,KRS\}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}[X_{RS}^{\{l,1\}}] + j \text{Im}[X_{RS}^{\{l,1\}}] \\ \text{Re}[X_{RS}^{\{l,2\}}] + j \text{Im}[X_{RS}^{\{l,2\}}] \\ \dots \\ \text{Re}[X_{RS}^{\{l,KRS\}}] + j \text{Im}[X_{RS}^{\{l,KRS\}}] \end{bmatrix} \quad (30)$$

trong đó $X_{RS}^{\{l,k\}}$ là số phức cấu tạo từ phần thực (real – Re), ảo (image – Im), và đơn vị phức j nhằm biểu diễn SC thứ k tại ký tự l ;

bước 1.2: tính tham chiếu của tín hiệu phát:

tham chiếu $\|X_{RS}^{\{l\}}\|$ của tín hiệu phát là trung bình giá trị tuyệt đối phần thực và ảo của tất cả KRS SC ứng với ký tự l :

$$\|X_{RS}^{\{l\}}\| = \frac{\sum_{k=1}^{KRS} |\text{Re}[X_{RS}^{\{l,k\}}]| + \sum_{k=1}^{KRS} |\text{Im}[X_{RS}^{\{l,k\}}]|}{2KRS} \quad (31)$$

đối với cấu hình kênh có L kí tự, hợp của tất cả các $\|X_{RS}^{(l)}\|$ là tham chiếu của tín hiệu phát $\|X_{RS}\|$ trên miền thời gian:

$$\|X_{RS}\| = \bigcup_{l=1}^L \|X_{RS}^{(l)}\| = \begin{bmatrix} \|X_{RS}^{(1)}\| & \|X_{RS}^{(2)}\| & \dots & \|X_{RS}^{(L)}\| \end{bmatrix} \quad (32)$$

bước 2: bóc tách độc lập và tính độ lớn của tín hiệu thu, gồm các bước:

bước 2.1: bóc tách độc lập tín hiệu thu:

về mặt không gian với R ăng-ten thu, tín hiệu thu bằng gốc miền tần số Y từ đơn vị vô tuyến từ xa (remote radio unit – RRU) là hợp của tín hiệu thu trên toàn bộ ăng-ten thu:

$$Y = \bigcup_{r=1}^R Y^{(r)} = \begin{bmatrix} Y^{(1)} & Y^{(2)} & \dots & Y^{(R)} \end{bmatrix} \quad (33)$$

trong đó, $Y^{(r)}$ là tín hiệu thu trên ăng-ten thu r ;

$Y^{(r)}$ là ma trận chứa L cột tương ứng với L kí tự về mặt thời gian, mỗi cột là tín hiệu thu $Y^{(r,l)}$ tại kí tự l :

$$Y^{(r)} = \bigcup_{l=1}^L Y^{(r,l)} = \begin{bmatrix} Y^{(r,1)} & Y^{(r,2)} & \dots & Y^{(r,L)} \end{bmatrix} \quad (34)$$

tại ăng-ten thu r và kí tự l , tín hiệu thu $Y^{(r,l)}$ chứa hai loại SC: tham chiếu (demodulation reference signals – RS) $Y_{RS}^{(r,l)}$ và dữ liệu (data – DT) $Y_{DT}^{(r,l)}$:

$$Y^{(r,l)} = Y_{RS}^{(r,l)} \cup Y_{DT}^{(r,l)} \quad (35)$$

vì RS và DT bình đẳng trong cấu hình PUCCH F2, $Y_{RS}^{(r,l)}$ và $Y_{DT}^{(r,l)}$ được xử lý độc lập:

$$Y_{RS}^{(r,l)} = \bigcup_{k=1}^{KRS} Y_{RS}^{(r,l,k)} = \begin{bmatrix} Y_{RS}^{(r,l,1)} \\ Y_{RS}^{(r,l,2)} \\ \dots \\ Y_{RS}^{(r,l,KRS)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}[Y_{RS}^{(r,l,1)}] + j \text{Im}[Y_{RS}^{(r,l,1)}] \\ \text{Re}[Y_{RS}^{(r,l,2)}] + j \text{Im}[Y_{RS}^{(r,l,2)}] \\ \dots \\ \text{Re}[Y_{RS}^{(r,l,KRS)}] + j \text{Im}[Y_{RS}^{(r,l,KRS)}] \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$Y_{DT}^{\{r,l\}} = \bigcup_{k=1}^{KDT} Y_{DT}^{\{r,l,k\}} = \begin{bmatrix} Y_{DT}^{\{r,l,1\}} \\ Y_{DT}^{\{r,l,2\}} \\ \dots \\ Y_{DT}^{\{r,l,KDT\}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] + j \text{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] \\ \text{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] + j \text{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,1\}}] \\ \dots \\ \text{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,KDT\}}] + j \text{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,KDT\}}] \end{bmatrix} \quad (37)$$

trong đó, $Y_{RS}^{\{r,l\}}$ và $Y_{DT}^{\{r,l\}}$ lần lượt chứa KRS và KDT số phức tương ứng KRS và KDT SC về mặt tần số;

bước 2.2: tính độ lớn của tín hiệu thu:

ứng với ăng-ten thu r , kí tự l , và SC RS, $\|Y_{RS}^{\{r,l\}}\|$ là độ lớn tín hiệu thu và là trung bình giá trị tuyệt đối phần thực và ảo của toàn bộ KRS SC:

$$\|Y_{RS}^{\{r,l\}}\| = \frac{\sum_{k=1}^{KRS} |\text{Re}[Y_{RS}^{\{r,l,k\}}]| + \sum_{k=1}^{KRS} |\text{Im}[Y_{RS}^{\{r,l,k\}}]|}{2KRS} \quad (38)$$

ứng với ăng-ten thu r , kí tự l , và SC DT, $\|Y_{DT}^{\{r,l\}}\|$ tương tự là độ lớn tín hiệu thu và là trung bình giá trị tuyệt đối phần thực và ảo của toàn bộ KDT SC:

$$\|Y_{DT}^{\{r,l\}}\| = \frac{\sum_{k=1}^{KDT} |\text{Re}[Y_{DT}^{\{r,l,k\}}]| + \sum_{k=1}^{KDT} |\text{Im}[Y_{DT}^{\{r,l,k\}}]|}{2KDT} \quad (39)$$

bước 3: tính ngưỡng tham chiếu, tính độ lợi, và điều khiển công suất, gồm các bước:

bước 3.1: tính ngưỡng tham chiếu:

từ tham chiếu của tín hiệu phát $\|X_{RS}^{\{l\}}\|$, ngưỡng tham chiếu tại THR kí tự l là giới hạn trên dưới với hai tham số đầu vào $n1$ và $n2$:

$$\text{THR} \triangleq \left[\frac{\|X_{RS}^{\{l\}}\|}{2^{n1}}, 2^{n2} \|X_{RS}^{\{l\}}\| \right] \cap [2^1, 2^{13}] \quad (40)$$

trong đó, $n1$ và $n2$ được xác định bằng thực nghiệm; mặt khác, ngưỡng tham chiếu được giới hạn trên và dưới bởi $[2^1; 2^{13}]$ nhằm đảm bảo độ lớn tín hiệu thu là dương và nhỏ hơn mười sáu đơn vị thông tin (bit) trong xử lý số tín hiệu ở hệ nhị phân;

bước 3.2: tính độ lợi:

độ lợi $n\text{Bit}_{RS/DT}$ khi điều khiển độc lập công suất tín hiệu RS và DT được tính bằng cách so sánh $\|Y_{RS}^{r,l}\|$ và $\|Y_{DT}^{r,l}\|$ (gọi chung là $\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|$) với THR. Nếu $\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|$ lớn hơn ngưỡng tham chiếu THR_2 thì mong muốn giảm độ lớn của tín hiệu thu; độ lớn mới của tín hiệu thu $\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|$ giảm một nửa trong hệ thập phân và tương đương dịch phải một bit trong xử lý số tín hiệu ở hệ nhị phân:

$$\|Y_{RS/DT}^{r,l}\| = \frac{\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|}{2} \quad (41)$$

độ lợi $n\text{Bit}_{RS/DT}$ do đó giảm một đơn vị với giá trị ban đầu bằng không:

$$n\text{Bit}_{RS/DT} = n\text{Bit}_{RS/DT} - 1 \quad (42)$$

lặp lại bước giảm độ lớn tín hiệu thu và giảm độ lợi cho đến khi $\|Y_{RS}^{r,l}\|$ không còn lớn hơn THR_2 ; ngược lại với trường hợp $\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|$ lớn hơn THR_2 , khi $\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|$ nhỏ hơn THR_1 thì cần tăng độ lớn của tín hiệu thu; độ lớn mới của tín hiệu thu $\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|$ tăng gấp đôi trong hệ thập phân và tương đương dịch trái một bit trong xử lý số tín hiệu ở hệ nhị phân:

$$\|Y_{RS/DT}^{r,l}\| = 2 \|Y_{RS/DT}^{r,l}\| \quad (43)$$

độ lợi $n\text{Bit}_{RS/DT}$ do đó tăng một đơn vị với giá trị ban đầu bằng không:

$$n\text{Bit}_{RS/DT} = n\text{Bit}_{RS/DT} + 1 \quad (44)$$

trong khi $\|Y_{RS}^{r,l}\|$ còn nhỏ hơn THR_1 thì lặp lại các bước tăng độ lớn tín hiệu thu và tăng độ lợi; độ lợi cuối cùng $n\text{Bit}_{RS/DT}$ thu được khi $\|Y_{RS/DT}^{r,l}\|$ thuộc THR;

bước 3.3: điều khiển công suất:

tại kí tự l và ăng-ten thu r , tín hiệu thu RS/DT $\hat{Y}_{RS/DT}^{r,l}$ là tín hiệu được điều khiển công suất và là tích của hai mũ độ lợi và $Y_{RS/DT}^{r,l}$:

$$\hat{Y}_{RS/DT}^{r,l} = 2^{n\text{Bit}_{RS/DT}} Y_{RS/DT}^{r,l} \quad (45)$$

trên tất cả L kí tự, tín hiệu thu RS được điều khiển công suất $\hat{Y}_{RS}^{r\}$ là hợp của các $\hat{Y}_{RS}^{r,l}$:

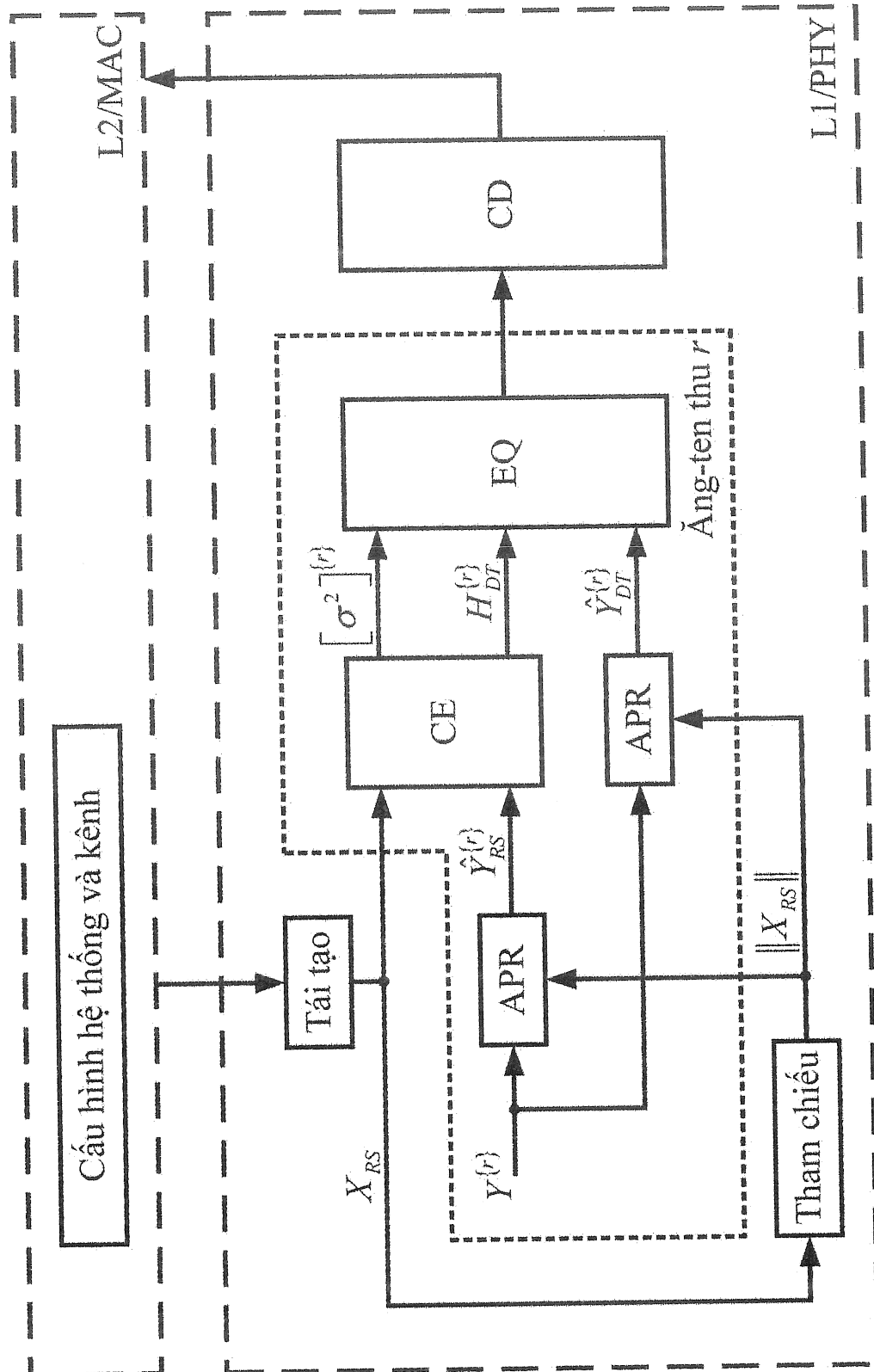
$$\hat{Y}_{RS}^{r\} = \bigcup_{l=1}^L \hat{Y}_{RS}^{r,l} = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{RS}^{r,1} & \hat{Y}_{RS}^{r,2} & \dots & \hat{Y}_{RS}^{r,L} \end{bmatrix} \quad (46)$$

tương tự RS, tín hiệu thu DT $\hat{Y}_{DT}^{r\}$ trên ăng-ten thu r và L kí tự được hợp từ các $\hat{Y}_{DT}^{r,l}$:

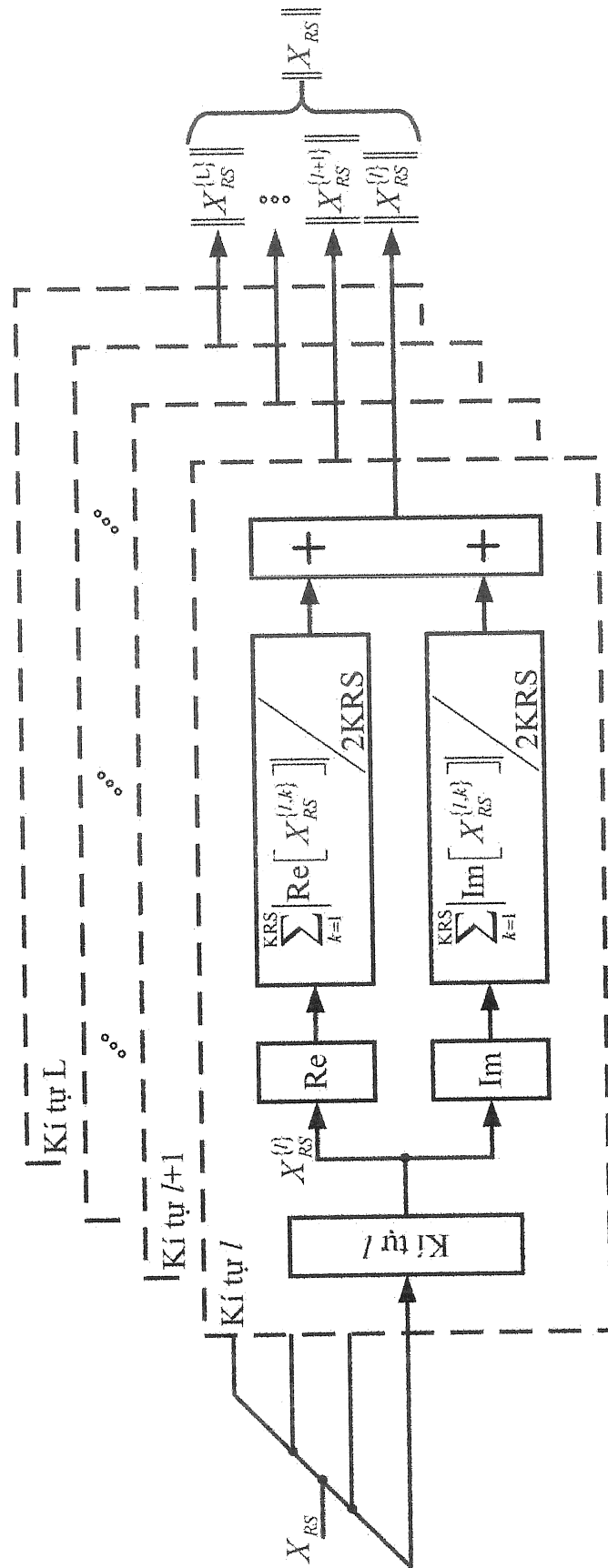
$$\hat{Y}_{DT}^{r\} = \bigcup_{l=1}^L \hat{Y}_{DT}^{r,l} = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{DT}^{r,1} & \hat{Y}_{DT}^{r,2} & \dots & \hat{Y}_{DT}^{r,L} \end{bmatrix} \quad (47)$$

bước 4: ước lượng kênh, cân bằng kênh, giải mã kênh, và thống kê kết quả:

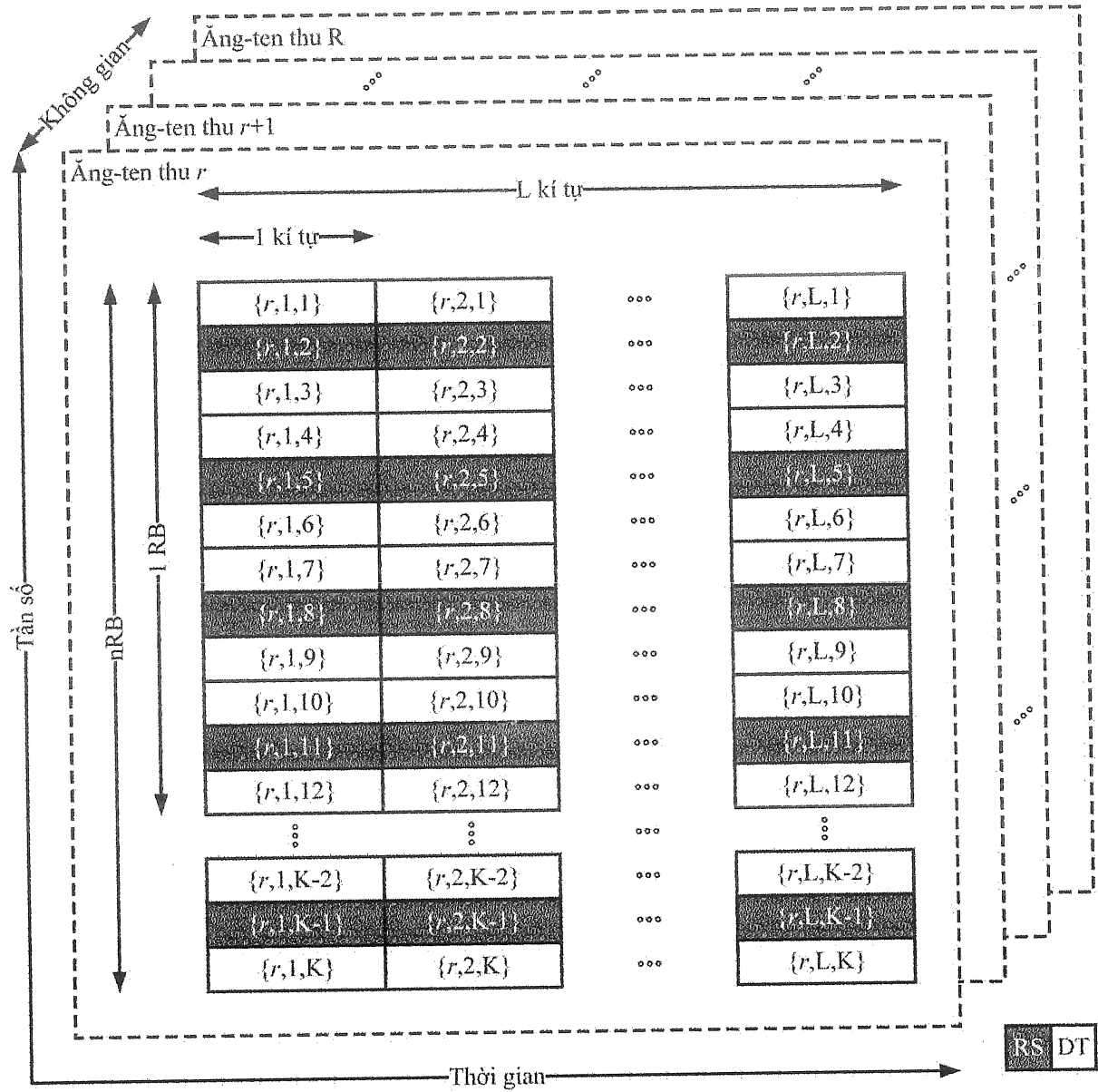
tại $L1$, $\hat{Y}_{RS}^{r\}$ và $\hat{Y}_{DT}^{r\}$ được dùng cho ước lượng kênh, cân bằng kênh, và giải mã kênh, nhằm thu: các thông số về chất lượng kênh và chuỗi bit; chuỗi bit cũng được dùng cho thống kê kết quả tại $L1$ về xác suất giải mã sai hay mất bit xác nhận đã nhận được dữ liệu (acknowledgement – ACK) trong: điều kiện sóng kém, công suất tín hiệu trên các ăng-ten thu bị lệch, hay công suất tại DT khác RS.



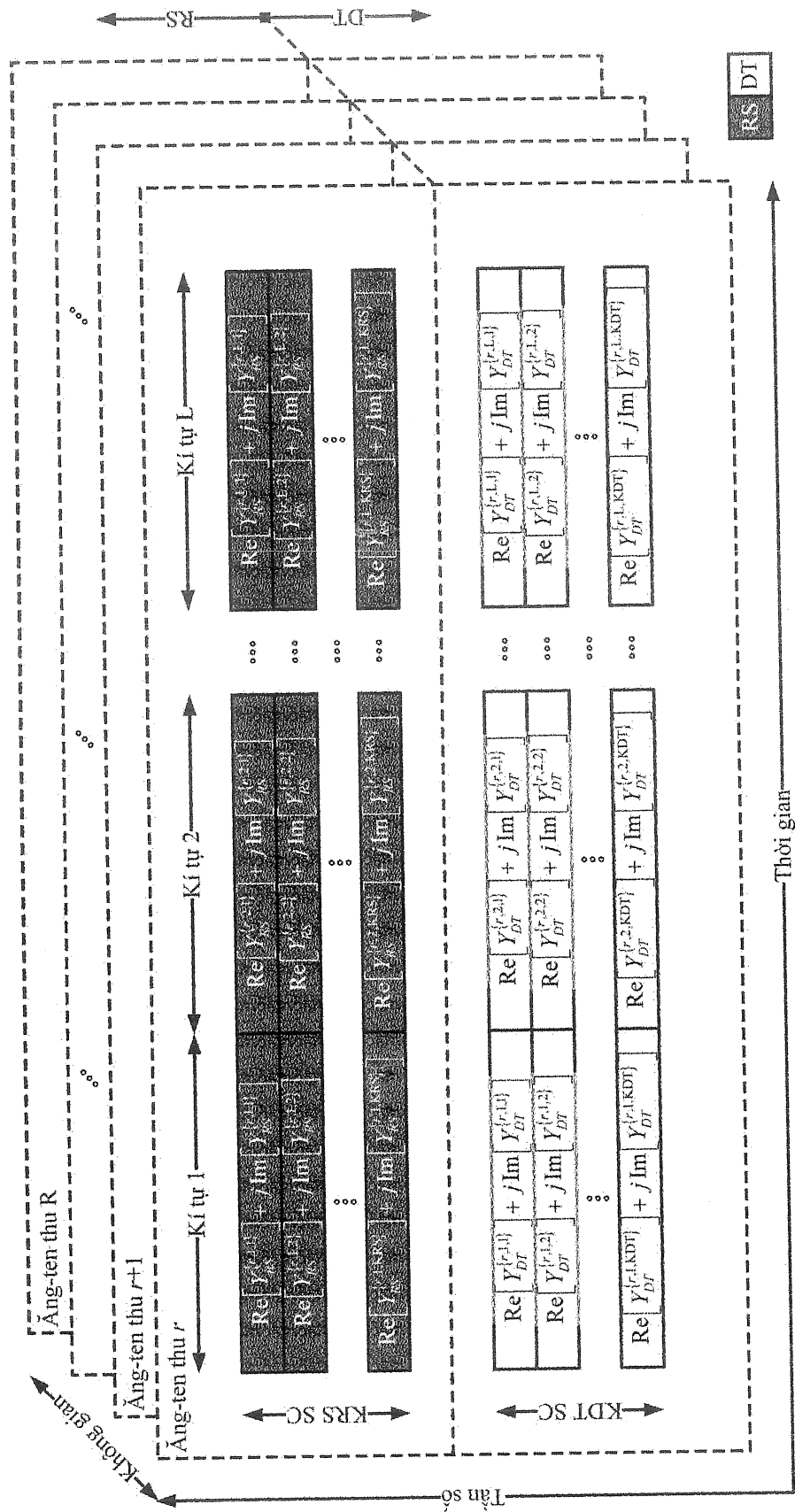
Hình 1



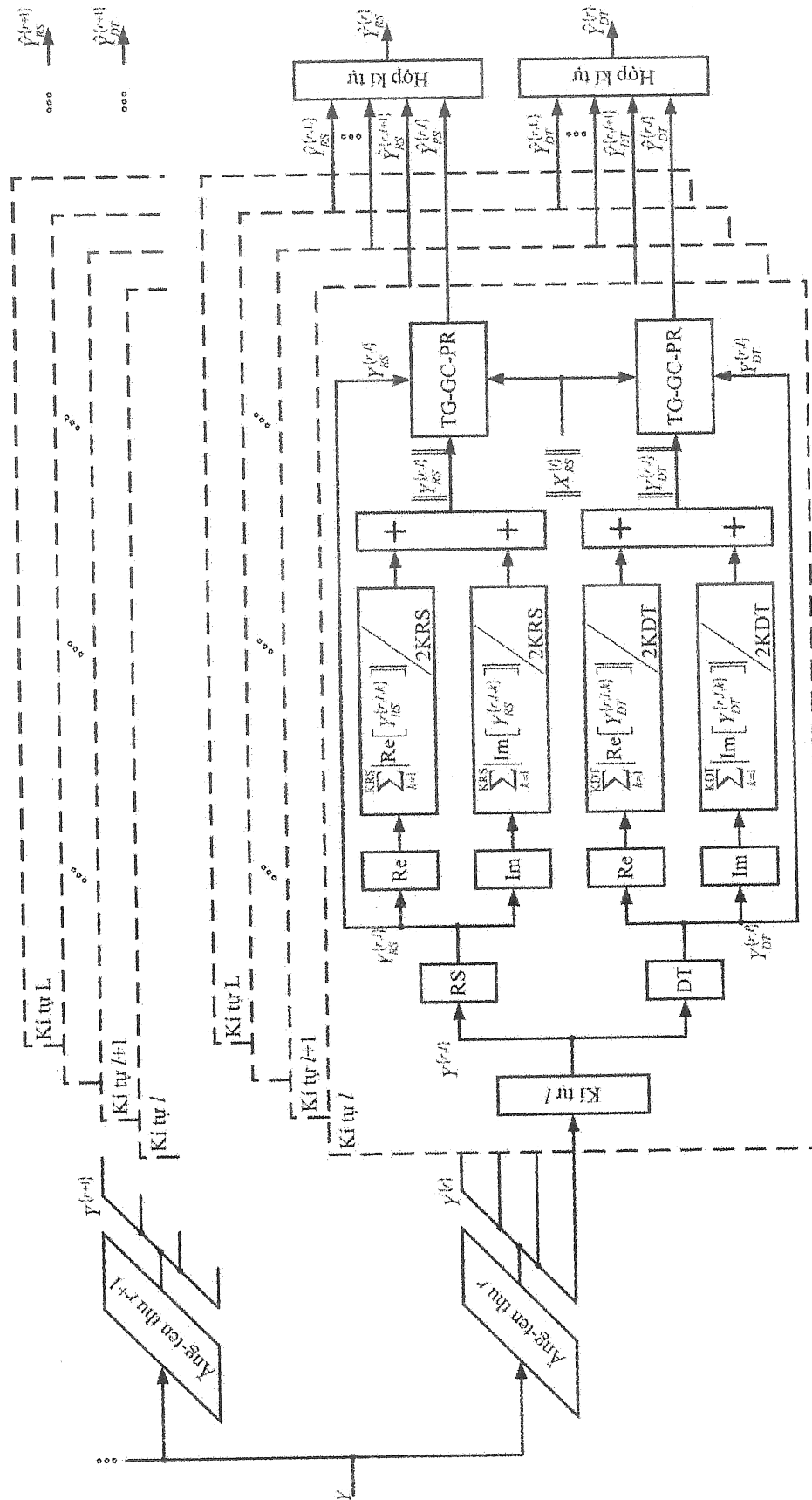
Hình 2



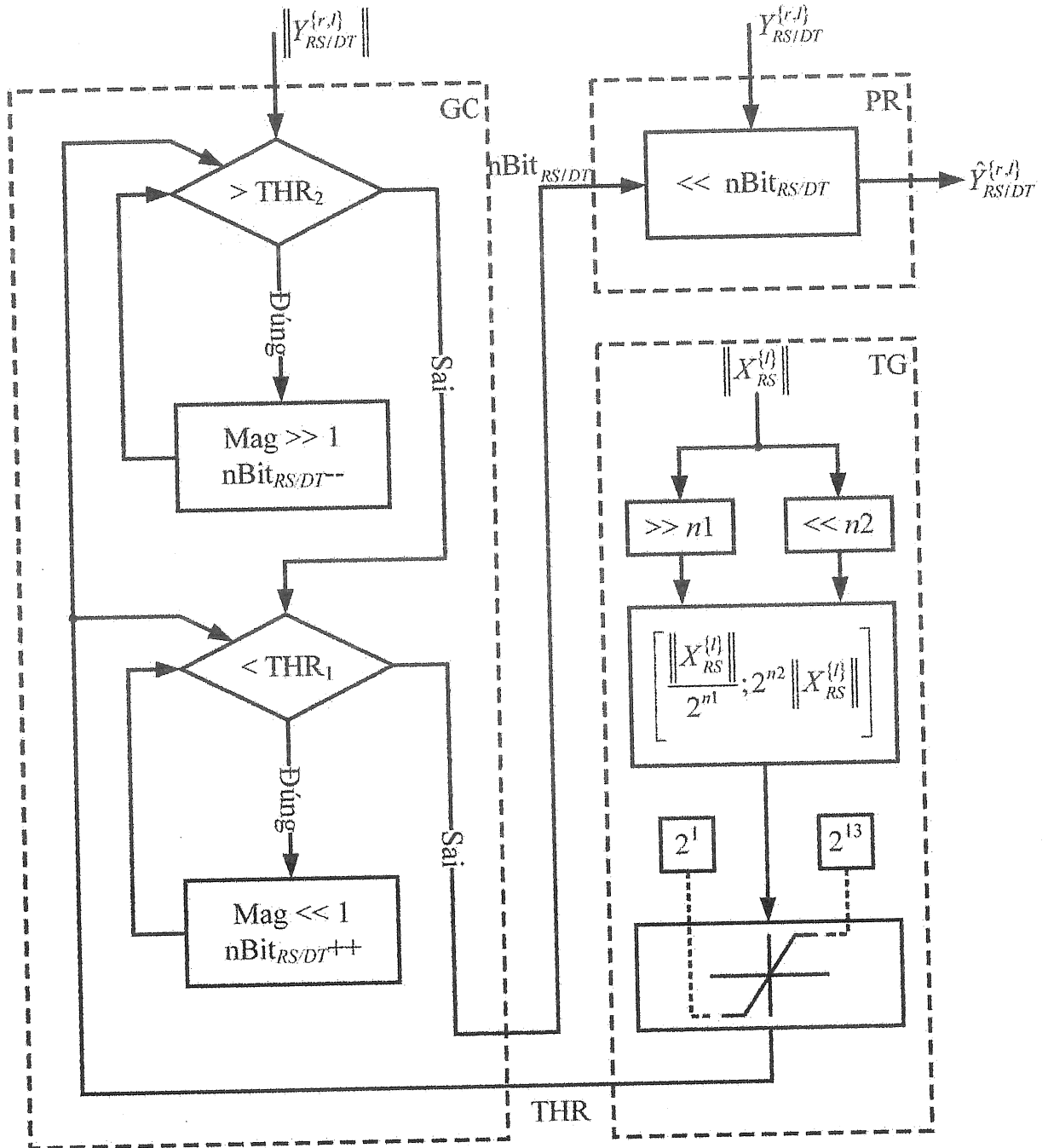
Hình 3



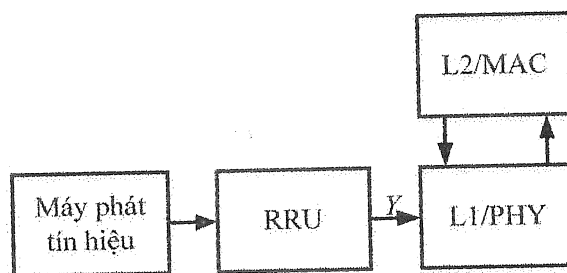
Hình 4



Hình 5



Hình 6



Hình 7