



(12) **BẢN MÔ TẢ SÁNG CHẾ THUỘC BẢNG ĐỘC QUYỀN SÁNG CHẾ**

(19) **Cộng hòa xã hội chủ nghĩa Việt nam (VN)**

CỤC SỞ HỮU TRÍ TUỆ

(51)⁷ **H04J 11/00, H04L 27/01**

(11) 

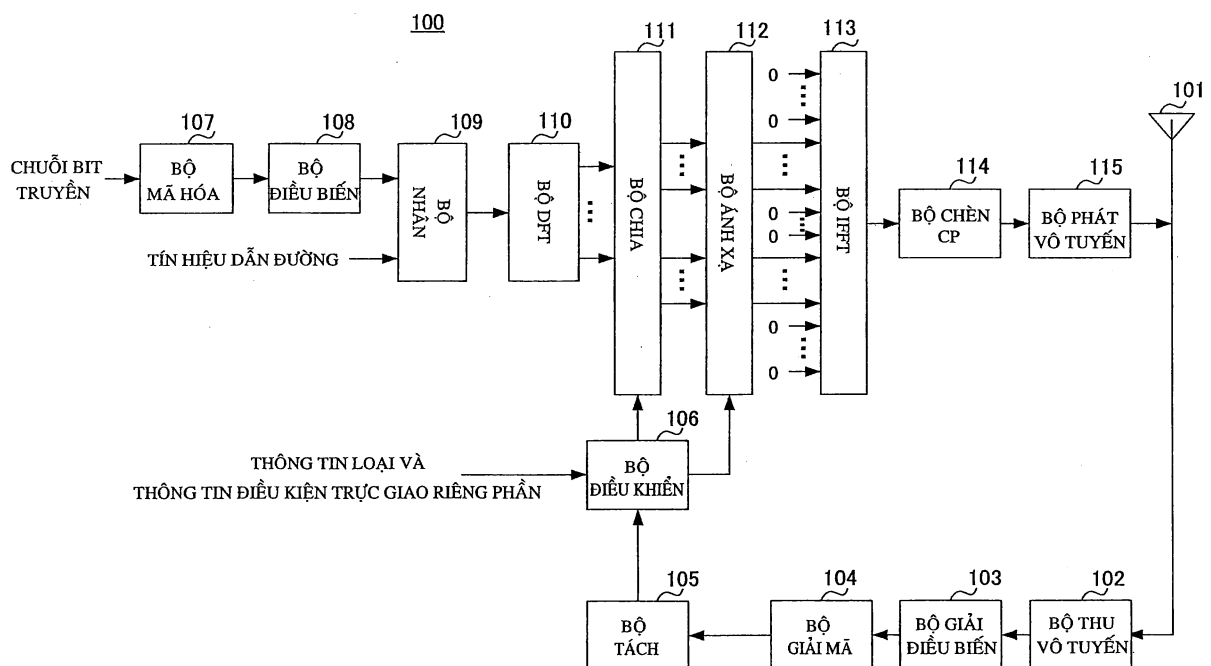
1-0019716

(13) **B**

- (21) 1-2011-00508 (22) 18.09.2009
(86) PCT/JP2009/004741 18.09.2009 (87) WO2010/032482 25.03.2010
(30) 2008-242716 22.09.2008 JP
2009-201740 01.09.2009 JP
(45) 25.09.2018 366 (43) 25.07.2011 280
(73) Sun Patent Trust (US)
450 Lexington Avenue, 38th Floor, New York, NY 10017, United States of America
(72) Shinsuke TAKAOKA (JP), Masayuki HOSHINO (JP), Kenichi MIYOSHI (JP)
(74) Văn phòng Luật sư Ân Nam (ANNAM IP & LAW)

(54) **THIẾT BỊ TRUYỀN THÔNG VÀ PHƯƠNG PHÁP TRUYỀN THÔNG**

(57) Sáng chế đề xuất thiết bị truyền thông vô tuyến có thể giảm được nhiễu ISI gây ra do sự suy biến của một ma trận DFT trực giao thậm chí khi một tín hiệu SC-FDMA được chia thành nhiều nhóm và các nhóm được ánh xạ tương ứng đến các dải tần số không liên tục. Thiết bị truyền thông vô tuyến này bao gồm một bộ DFT (110), một bộ chia (111), và một bộ ánh xạ (112). Bộ DFT (110) sử dụng ma trận DFT để thực hiện quy trình xử lý DFT trên một chuỗi ký hiệu trong một miền thời gian để sinh ra một tín hiệu (Tín hiệu SC-FDMA) của miền tần số. Bộ chia (111) sinh ra nhiều nhóm bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA cho một dải thông trực giao riêng phần tương ứng với độ dài của một số vectơ trong các vectơ cột cấu thành ma trận DFT được sử dụng trong bộ DFT (110) và trực giao ít nhất một phần. Bộ ánh xạ (112) ánh xạ các nhóm đến các dải tần số không liên tục.



Lĩnh vực kỹ thuật được đề cập

Sáng chế đề cập đến thiết bị truyền thông vô tuyến và phương pháp phân chia tín hiệu.

Tình trạng kỹ thuật của sáng chế

Trong tiêu chuẩn công nghệ mạng di động 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution – Tiêu chuẩn phát triển dài hạn dự án chung thế hệ thứ ba), đối tượng đang được tích cực nghiên cứu là sự chuẩn hóa tiêu chuẩn truyền thông di động để thực hiện truyền với độ trễ thấp và tốc độ cao.

Để thực hiện truyền độ trễ thấp và tốc độ cao, kỹ thuật DM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Dồn kênh phân tần trực giao) được sử dụng làm sơ đồ đa truy cập đường xuống (DL) và kỹ thuật SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access – Đa truy cập phân tần đơn sóng mang) sử dụng sự tiền mã hóa DFT (Biến đổi Fourier rời rạc – Biến đổi Fourier rời rạc) được sử dụng làm sơ đồ đa truy cập đường lên (UL).

Công nghệ SC-FDMA sử dụng sự tiền mã hóa DFT sử dụng một ma trận DFT (ma trận tiền mã hóa hoặc chuỗi DFT) biểu diễn bởi, ví dụ như, một ma trận $N \times N$. Ở đây, N là kích thước DFT (số điểm DFT). Ngoài ra, trong một ma trận DFT $N \times N$, N vector cột ($N \times 1$) trực giao với nhau trong DFT kích thước N . Kỹ thuật SC-FDMA sử dụng sự tiền mã hóa DFT tạo thành tín hiệu SC-FDMA (phổ) bằng cách trải phổ và mã hóa dồn kênh một chuỗi ký hiệu bằng cách sử dụng ma trận DFT này.

Ngoài ra, việc chuẩn hóa LTE cải tiến (hay IMT (International Mobile Telecommunication – Viễn thông di động quốc tế) – Cải tiến) để thực hiện truyền thông tốc độ cao hơn LTE đã bắt đầu. Trong công nghệ LTE cải tiến, thiết bị trạm cơ sở truyền thông vô tuyến (sau đây gọi tắt là “trạm cơ sở”) và thiết bị đầu cuối truyền thông vô tuyến (sau đây gọi tắt là “thiết bị đầu cuối”) có thể truyền thông sử dụng một dải tần rộng, ví dụ, 40 MHz hoặc cao hơn được kỳ vọng đưa vào ứng dụng để thực hiện truyền thông tốc độ cao hơn.

Đối với đường lên LTE, sự cấp phát tài nguyên tần số đường lên bị giới hạn là kiểu cấp phát mà các tín hiệu SC-FDMA được ánh xạ đến các dải tần số liên tục

theo cách cục bộ để duy trì các đặc trưng đơn sóng mang (ví dụ các đặc trưng PAPR thấp (Peak-to-Average Power Ratio – Tỷ lệ công suất đỉnh với trung bình)) của các tín hiệu truyền để thực hiện phủ sóng cao.

Tuy nhiên, khi sự cấp phát tài nguyên tần số bị giới hạn như mô tả ở trên, thì chỗ trống sẽ bị tạo ra trong các tài nguyên tần số dùng chung đường lên (ví dụ PUSCH (Kênh dùng chung đường lên vật lý – Kênh dùng chung đường lên vật lý)) và hiệu suất sử dụng các tài nguyên tần số sẽ kém hơn. Do đó, theo tình trạng kỹ thuật của sáng chế để cải thiện hiệu suất sử dụng các tài nguyên tần số, SC-FDMA xếp thành nhóm (C-SC-FDMA - clustered SC-FDMA) được đề xuất để chia một tín hiệu SC-FDMA thành nhiều nhóm và ánh xạ các nhóm đến các tài nguyên tần số không liên tục (ví dụ xem tài liệu phi patent 1).

Theo kỹ thuật C-SC-FDMA ở tình trạng kỹ thuật nêu trên, thiết bị đầu cuối sinh ra các tín hiệu C-SC-FDMA bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) được sinh ra thông qua quy trình xử lý DFT thành nhiều nhóm. Thiết bị đầu cuối sau đó ánh xạ các nhóm đến các tài nguyên tần số không liên tục (các sóng mang con hoặc các khối tài nguyên (RB)). Mặt khác, trạm cơ sở áp dụng quy trình xử lý cân bằng miền tần số (FDE) đối với các tín hiệu C-SC-FDMA thu được (các nhóm) và kết hợp các nhóm sau khi cân bằng. Trạm cơ sở này sau đó áp dụng quy trình xử lý IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform – Biến đổi Fourier rời rạc ngược) đối với tín hiệu được kết hợp và nhờ đó thu được một tín hiệu miền tần số.

Kỹ thuật C-SC-FDMA có thể cấp phát các tài nguyên tần số trong nhiều thiết bị đầu cuối một cách linh hoạt hơn so với kỹ thuật SC-FDMA nhờ việc ánh xạ các nhóm đến nhiều tài nguyên tần số không liên tục, và nhờ đó có thể cải thiện hiệu suất sử dụng các tài nguyên tần số và hiệu quả phân tập nhiều người dùng. Ngoài ra, C-SC-FDMA có PAPR nhỏ hơn PAPR của OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – Đa truy cập phân tần trực giao), và do đó có thể mở rộng sự phủ sóng đường lên hơn OFDMA.

Ngoài ra, việc tạo cấu hình C-SC-FDMA có thể được thực hiện dễ dàng hơn nhờ chỉ bổ sung thêm một thành phần để chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) thành các nhóm vào thiết bị đầu cuối và bổ sung thêm một thành phần để kết hợp các nhóm vào trạm cơ sở trong cấu hình SC-FDMA truyền thống.

Danh sách tài liệu trích dẫn

Tài liệu phi sáng chế

NPL 1

R1-081842, "LTE-A Proposals for evolution", 3GPP RAN WG1 #53, thành phố Kansas, MO, USA, từ ngày 5 đến 9, tháng năm, năm 2008.

Tổng quan về sáng chế

Vấn đề kỹ thuật

Theo tình trạng kỹ thuật nêu trên, trạm cơ sở chia một tín hiệu SC-FDMA (phổ) của mỗi thiết bị đầu cuối với tần số bất kỳ tùy theo trạng thái khả dụng của các tài nguyên tần số đường lên và điều kiện đường dẫn truyền giữa và các thiết bị đầu cuối và trạm cơ sở, cấp phát nhiều nhóm nhờ đó sinh ra nhiều tài nguyên tần số đường lên tương ứng và báo cáo thông tin thể hiện kết quả cấp phát tới các thiết bị đầu cuối. Thiết bị đầu cuối chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) là đầu ra của quy trình xử lý DFT cho dải thông (độ rộng dải tần) tùy ý, ánh xạ các nhóm đến các tài nguyên tần số đường lên được cấp phát bởi trạm cơ sở tương ứng và nhờ đó sinh ra các tín hiệu C-SC-FDMA.

Tuy nhiên, do một dải rộng tần số vô tuyến đường lên (kênh vô tuyến dải rộng) có tính chọn lọc tần số, nên sự tương quan tần số giữa các kênh mà các nhóm được ánh xạ đến các dải tần không liên tục khác nhau truyền qua đó bị giảm. Do đó, thậm chí khi trạm cơ sở cân bằng các tín hiệu C-SC-FDMA (các nhóm) thông qua quy trình xử lý FDE, thì hệ số khuếch đại cân bằng (nghĩa là hệ số khuếch đại kênh tần số sau phép nhân trọng số FDE) có thể khác nhau đáng kể giữa các nhóm. Do đó, hệ số khuếch đại kênh cân bằng có thể thay đổi mạnh ở điểm kết hợp (nghĩa là điểm chia mà tại đó thiết bị đầu cuối chia tín hiệu SC-FDMA) của các nhóm. Nghĩa là một điểm không liên tục có thể xuất hiện trong một biến (nghĩa là đường bao của phổ thu) trong hệ số khuếch đại kênh cân bằng tại điểm kết hợp của các nhóm.

Ở đây, để giữ tối thiểu sự triệt tiêu tính trực giao của ma trận DFT trong tất cả các dải tần số (nghĩa là tổng của các dải tần số mà các nhóm được ánh xạ đến đó) mà các tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến, thì hệ số khuếch đại kênh cân bằng trong tất cả các dải tần số mà các nhóm được ánh xạ đến cần phải là một biến chậm. Do đó, khi một điểm không liên tục xuất hiện trong một biến của hệ số khuếch đại kênh cân bằng tại một điểm kết hợp của các nhóm như được mô tả trong phần tình trạng kỹ thuật nêu trên, tính trực giao của ma trận DFT bị triệt tiêu đáng kể trong dải tần số mà các tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến đó. Bởi vậy, các tín hiệu C-SC-FDMA bị

va chạm nhiều hơn với nhiễu liên ký hiệu (ISI) gây bởi sự triệt tiêu tính trực giao của ma trận DFT. Đặc biệt khi kỹ thuật điều chế M trạng thái mức cao như 64 QAM mà khoảng cách Oclit giữa các điểm tín hiệu rất ngắn được sử dụng, các tín hiệu C-SC-FDMA va chạm nhiều hơn với ISI, và do đó giảm sút các đặc trưng truyền sẽ lớn hơn. Ngoài ra, khi số nhóm (số phần tín hiệu SC-FDMA) tăng, thì số điểm không liên tục giữa các nhóm tăng, và do đó ISI gây bởi sự triệt tiêu tính trực giao của ma trận DFT tăng thêm.

Bản chất kỹ thuật của sáng chế

Sáng chế đã được thực hiện dựa trên quan điểm về các vấn đề nêu trên và do đó mục đích của sáng chế là đề xuất thiết bị truyền thông và phương pháp phân chia tín hiệu có khả năng giảm ISI gây bởi sự triệt tiêu tính trực giao của ma trận DFT thậm chí khi tín hiệu SC-FDMA được chia thành nhiều nhóm và các nhóm này được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục tương ứng, nghĩa là khi kỹ thuật C-SC-FDMA được sử dụng.

Giải quyết vấn đề

Thiết bị truyền thông theo sáng chế nhận một cấu hình bao gồm một bộ chuyển đổi để sinh ra một tín hiệu miền tần số bằng cách áp dụng quy trình xử lý DFT với một chuỗi ký hiệu bằng cách sử dụng một ma trận DFT, một bộ chia để chia tín hiệu cho dải thông trực giao riêng phần tương ứng với độ dài vector trực giao riêng phần của một số vector cột cấu thành ma trận DFT và sinh ra nhiều nhóm và một bộ ánh xạ để ánh xạ các nhóm đến nhiều dải tần số không liên tục tương ứng.

Phương pháp phân chia tín hiệu theo sáng chế chia một tín hiệu miền tần số cho dải thông trực giao riêng phần tương ứng với độ dài vector trực giao riêng phần của một vài trong số các vector cột cấu thành ma trận DFT sử dụng để chuyển đổi một chuỗi ký hiệu miền thời gian thành tín hiệu miền tần số và sinh ra nhiều nhóm.

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

FIG.1 là sơ đồ khối của thiết bị đầu cuối theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.2 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý DFT theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.3 là biểu đồ thể hiện ví dụ về ma trận DFT theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.4A là biểu đồ thể hiện mối quan hệ trực giao riêng phần theo phương án 1 của sáng chế (khi $|I|=1$);

FIG.4B là biểu đồ thể hiện mối quan hệ trực giao riêng phần theo phương án 1 của sáng chế (khi $|I|=2$);

FIG.4C là biểu đồ thể hiện mối quan hệ trực giao riêng phần theo phương án 1 của sáng chế (khi $|I|=3$);

FIG.5A là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý chia và quy trình xử lý ánh xạ theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.5B là biểu đồ thể hiện một tín hiệu sau FDE theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.5C là biểu đồ thể hiện một tín hiệu sau khi kết hợp theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.6 là biểu đồ thể hiện mối quan hệ trực giao của các vector cột theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.7 là biểu đồ thể hiện mối quan hệ trực giao của các vector cột theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.8 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý đan xen tần số theo phương án 1 của sáng chế;

FIG.9 là sơ đồ khối của thiết bị đầu cuối theo phương án 2 của sáng chế;

FIG.10A là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý tiền mã hóa theo phương án 2 của sáng chế;

FIG.10B là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý tiền mã hóa theo phương án 2 của sáng chế;

FIG.11 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý sử dụng FSTD theo phương án 2 của sáng chế;

FIG.12 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý sử dụng FSTD theo phương án 3 của sáng chế;

FIG.13 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý sử dụng FSTD theo phương án 3 của sáng chế;

FIG.14 là biểu đồ thể hiện mối quan hệ giữa số nhân và kích thước nhóm theo phương án 4 của sáng chế;

FIG.15 là sơ đồ khối của thiết bị đầu cuối theo phương án 5 của sáng chế;

FIG.16 là sơ đồ khối của trạm cơ sở theo phương án 5 của sáng chế;

FIG.17A là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch theo phương án 5 của sáng chế (khi $z=0$);

FIG.17B là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch theo phương án 5 của sáng chế (khi $z=3$);

FIG.18A là biểu đồ thể hiện dữ liệu đầu ra DFT theo phương án 5 của sáng chế;

FIG.18B là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch theo phương án 5 của sáng chế;

FIG.18C là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý chia và quy trình xử lý ánh xạ theo phương án 5 của sáng chế;

FIG.19 là sơ đồ khối của thiết bị đầu cuối theo phương án 5 của sáng chế;

FIG.20 là sơ đồ khối của thiết bị đầu cuối theo phương án 6 của sáng chế;

FIG.21A là biểu đồ thể hiện dữ liệu đầu ra DFT theo phương án 6 của sáng chế;

FIG.21B là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch theo phương án 6 của sáng chế;

FIG.21C là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý chia và quy trình xử lý ánh xạ theo phương án 6 của sáng chế;

FIG.22A là biểu đồ thể hiện dữ liệu đầu ra DFT theo phương án 6 của sáng chế;

FIG.22B là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch theo phương án 6 của sáng chế;

FIG.22C là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý chia và quy trình xử lý ánh xạ theo phương án 6 của sáng chế;

FIG.23 là sơ đồ khối của thiết bị đầu cuối theo phương án 7 của sáng chế;

FIG.24 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch tần số và quy trình xử lý dịch không gian theo phương án 7 của sáng chế;

FIG.25 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch tần số và quy trình xử lý dịch không gian theo phương án 7 của sáng chế; và

FIG.26 là biểu đồ thể hiện quy trình xử lý dịch theo phương án 8 của sáng chế.

Mô tả chi tiết sáng chế

Sau đây, các phương án của sáng chế sẽ được mô tả chi tiết dựa vào các hình vẽ kèm theo. Một trường hợp sẽ được mô tả dưới đây trong đó thiết bị đầu cuối được lắp với một thiết bị truyền thông theo sáng chế truyền một tín hiệu C-SC-FDMA tới một trạm cơ sở.

Phương án 1

FIG.1 thể hiện một cấu hình của thiết bị đầu cuối 100 theo phương án 1.

Trong thiết bị đầu cuối 100, bộ thu vô tuyến 102 thu một tín hiệu điều khiển được truyền từ một trạm cơ sở (không được thể hiện) theo anten 101, áp dụng quy trình xử lý thu như chuyển đổi xuống và chuyển đổi A/D cho tín hiệu điều khiển này và xuất tín hiệu điều khiển đã trải qua quy trình xử lý thu này tới bộ giải điều biến 103. Tín hiệu điều khiển này bao gồm thông tin tài nguyên tần số thể hiện các tài nguyên tần số đường lên được cấp phát tới mỗi thiết bị đầu cuối và thông tin MCS thể hiện MCS (Sơ đồ Điều biến và Mã hóa kênh) thiết lập trong mỗi thiết bị đầu cuối.

Bộ giải điều biến 103 giải điều biến tín hiệu điều khiển này và xuất tín hiệu điều khiển được giải điều biến này tới bộ giải mã 104.

Bộ giải mã 104 giải mã tín hiệu điều khiển này và xuất tín hiệu điều khiển được giải mã này tới bộ tách 105.

Bộ tách 105 tách thông tin tài nguyên tần số được định hướng tới thiết bị đầu cuối 100 được chứa trong tín hiệu điều khiển được nhập vào từ bộ giải mã 104 và xuất thông tin tài nguyên tần số được tách ra này tới bộ điều khiển 106.

Bộ điều khiển 106 thu thông tin loại của thiết bị đầu cuối bao gồm kích thước DFT (số điểm DFT) của ma trận DFT được sử dụng trong bộ DFT 110 và thông tin điều kiện trực giao riêng phần thể hiện điều kiện trực giao riêng phần của tín hiệu C-SC-FDMA làm dữ liệu đầu vào và cũng thu thông tin tài nguyên tần số được báo cáo từ trạm cơ sở từ bộ tách 105 làm dữ liệu đầu vào.

Bộ điều khiển 106 tính toán số nhóm sinh ra bởi bộ chia 111 bằng cách chia một tín hiệu SC-FDMA (nghĩa là dữ liệu xuất ra của bộ DFT 110) cho kích thước nhóm thể hiện độ rộng dải tần của mỗi nhóm dựa trên thông tin kích thước DFT (thông tin loại) thể hiện kích thước DFT của thiết bị đầu cuối, thông tin điều kiện trực giao riêng phần và thông tin tài nguyên tần số được báo cáo từ trạm cơ sở. Giả sử đã xác định trước giữa trạm cơ sở và thiết bị đầu cuối là khi một tín hiệu SC-FDMA (phổ)

được chia thành nhiều nhóm, thì tín hiệu SC-FDMA (phổ) này được chia theo thứ tự từ phần tần số thấp hơn của phổ này (số đầu ra nhỏ hơn của bộ DFT 110) hoặc từ phần tần số cao hơn của phổ này (số đầu ra lớn hơn của bộ DFT 110). Bộ điều khiển 106 tính toán các tài nguyên tần số mà các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) của thiết bị đầu cuối 100 được ánh xạ đến dựa trên số nhóm đã được tính toán và kích thước nhóm. Ví dụ, bộ điều khiển 106 tính toán các tài nguyên tần số mà các nhóm được ánh xạ theo thứ tự từ nhóm tần số thấp (nhóm với số bộ DFT 110 đầu ra nhỏ hơn) hoặc nhóm có tần số cao hơn (nhóm với số bộ DFT 110 đầu ra lớn hơn) trong các nhóm được sinh ra qua việc chia. Bộ điều khiển 106 sau đó xuất thông tin nhóm bao gồm số nhóm đã được tính toán và kích thước nhóm tới bộ chia 111 và xuất thông tin ánh xạ thể hiện các tài nguyên tần số mà các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) của thiết bị đầu cuối 100 được ánh xạ đến bộ ánh xạ 112.

Bộ mã hóa 107 mã hóa chuỗi bit truyền và xuất chuỗi bit truyền được mã hóa này tới bộ điều biến 108.

Bộ điều biến 108 điều biến chuỗi bit truyền nhập vào từ bộ mã hóa 107 để sinh ra một chuỗi ký hiệu và xuất chuỗi ký hiệu được sinh ra này tới bộ dồn kênh 109.

Bộ dồn kênh 109 dồn kênh các tín hiệu tín hiệu dẫn đường và chuỗi ký hiệu được nhập vào từ bộ điều biến 108. Bộ dồn kênh 109 xuất chuỗi ký hiệu được dồn kênh với các tín hiệu dẫn đường tới bộ DFT 110. Ví dụ, một chuỗi CAZAC (Tự tương quan biên độ không đổi) có thể được sử dụng làm các tín hiệu dẫn đường. Ngoài ra, mặc dù FIG.1 nhận một cấu hình trong đó các tín hiệu dẫn đường và chuỗi ký hiệu được dồn kênh trước khi áp dụng quy trình xử lý DFT, cũng có thể nhận một cấu hình trong đó các tín hiệu dẫn đường và chuỗi ký hiệu được dồn kênh sau khi áp dụng quy trình xử lý DFT.

Bộ DFT 110 sinh ra các tín hiệu miền tần số (các tín hiệu SC-FDMA) bằng cách áp dụng quy trình xử lý DFT cho chuỗi ký hiệu miền thời gian được nhập vào từ bộ dồn kênh 109 sử dụng một ma trận DFT. Bộ DFT 110 xuất các tín hiệu SC-FDMA (phổ) được sinh ra tới bộ chia 111.

Bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) được nhập vào từ bộ DFT 110 thành nhiều nhóm tùy theo số nhóm và kích thước nhóm được chỉ báo trong thông tin nhóm được nhập vào từ bộ điều khiển 106. Cụ thể hơn, bộ chia 111 sinh ra nhiều nhóm bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) cho dải thông (dải thông trực giao

riêng phần) tương ứng với độ dài (độ dài vector) của một số trong các vector cột cấu thành ma trận DFT được sử dụng trong bộ DFT 110 và trực giao riêng phần với nhau. Bộ chia 111 sau đó xuất các tín hiệu C-SC-FDMA được chuẩn bị sẵn của các nhóm được sinh ra tới bộ ánh xạ 112. Phương pháp phân chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) này trong bộ chia 111 sẽ được mô tả chi tiết hơn sau đây.

Bộ ánh xạ 112 ánh xạ các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) được nhập vào từ bộ chia 111 tới các tài nguyên tần số (các sóng mang con hoặc các RB) dựa trên thông tin ánh xạ được nhập vào từ bộ điều khiển 106. Ví dụ, bộ ánh xạ 112 ánh xạ các nhóm ghép thành các tín hiệu C-SC-FDMA đến các dải tần số không liên tục tương ứng. Bộ ánh xạ 112 sau đó xuất các tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến các tài nguyên tần số này tới bộ IFFT 113.

Bộ IFFT 113 sinh ra một tín hiệu C-SC-FDMA miền thời gian bằng cách thực hiện IFFT trên phần lớn các dải tần số được nhập vào từ bộ ánh xạ 112 mà các tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến. Ở đây, bộ IFFT 113 chèn 0 vào trong các dải tần số mà không phải là các dải tần số mà các tín hiệu C-SC-FDMA (các nhóm) được ánh xạ đến. Bộ IFFT 113 sau đó xuất tín hiệu C-SC-FDMA miền thời gian tới bộ chèn CP (Tiền tố tuần hoàn) 114.

Bộ chèn CP 114 cộng thêm tín hiệu giống như ở phần cuối của tín hiệu C-SC-FDMA được nhập vào từ bộ IFFT 113 vào phần đầu của tín hiệu C-SC-FDMA làm CP.

Bộ phát vô tuyến 115 áp dụng quy trình xử lý truyền như biến đổi D/A, khuếch đại và biến đổi lên với tín hiệu C-SC-FDMA và truyền tín hiệu đã trải qua quy trình xử lý truyền này tới trạm cơ sở theo anten 101.

Mặt khác, trạm cơ sở này thực hiện quy trình xử lý FDE để nhân các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) được phát từ mỗi thiết bị đầu cuối với một trọng số FDE và kết hợp các tín hiệu C-SC-FDMA này (các nhóm này) sau quy trình xử lý FDE trong miền tần số. Trạm cơ sở này có được một tín hiệu miền tần số bằng cách áp dụng bằng cách áp dụng quy trình xử lý IDFT cho tín hiệu C-SC-FDMA được kết hợp này.

Ngoài ra, trạm cơ sở này sinh ra thông tin chất lượng kênh (ví dụ CQI: chỉ số chất lượng kênh) của mỗi thiết bị đầu cuối bằng cách đo SINR (tỷ lệ công suất tín hiệu trên tạp âm) cho mỗi dải tần số (ví dụ sóng mang con) giữa mỗi thiết bị đầu cuối và trạm cơ sở bằng cách sử dụng các tín hiệu dẫn đường được phát từ mỗi thiết bị đầu

cuối. Trạm cơ sở này sau đó lập lịch việc cấp phát các tài nguyên tần số đường lên (ví dụ PUSCH) của mỗi thiết bị đầu cuối bằng cách sử dụng CQI và QoS (chất lượng dịch vụ) hoặc những thông số kiểu như vậy của các thiết bị đầu cuối. Trạm cơ sở sau đó báo cáo thông tin tài nguyên tần số thể hiện kết quả cấp phát tài nguyên tần số đường lên này (nghĩa là kết quả lập lịch này) của mỗi thiết bị đầu cuối tới mỗi thiết bị đầu cuối. Ví dụ, thuật toán PF (Proportional Fairness – Công bằng tỷ lệ) có thể được sử dụng khi trạm cơ sở cấp phát các tài nguyên tần số tới thiết bị đầu cuối.

Ngoài ra, trạm cơ sở này điều khiển số nhóm và kích thước nhóm bằng cách sử dụng kích thước DFT và điều kiện trực giao riêng phần như trong trường hợp của bộ điều khiển 106 của thiết bị đầu cuối 100 và kết hợp các tín hiệu C-SC-FDMA này (các nhóm này) dựa trên số nhóm và kích thước nhóm.

Tiếp theo, sẽ mô tả chi tiết phương pháp phân chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) bằng bộ chia 111.

Ở đây, tín hiệu SC-FDMA mà là dữ liệu đầu ra của bộ DFT 110 được tạo cấu hình bằng cách áp dụng sự trải tần số trực giao cho mỗi ký hiệu của một chuỗi ký hiệu trong dải tần số tương ứng với kích thước DFT này (độ dài vector cột) của ma trận DFT và mã hóa dồn kênh mỗi ký hiệu sau khi trải tần số trực giao. Ở đây, giả thiết kích thước DFT này là N , ma trận DFT này được sử dụng trong bộ DFT 110 có thể được biểu diễn bởi ma trận $N \times N$ $F = [f_0, f_1, \dots, f_{N-1}]$. Ngoài ra, f_i ($i=0$ đến $N-1$) là một vector cột $N \times 1$ có $(1/\sqrt{N})\exp(-j2\pi(i*k)/N)$ ($k=0$ đến $N-1$) là phần tử thứ k .

Ngoài ra, tất cả các vector cột f_i ($i=0$ đến $N-1$) trực giao với nhau trong DFT kích thước N . Nghĩa là bộ DFT 110 nhân N ký hiệu (ví dụ các ký hiệu từ #0 đến # $N-1$) cấu thành chuỗi ký hiệu bởi các vector cột f_i ($i=0$ đến $N-1$) của ma trận DFT tương ứng, và nhờ đó làm cho tất cả các ký (các ký hiệu từ #0 đến # $N-1$) trực giao với nhau trong một dải thông trực giao (nghĩa là dải thông mà N ký hiệu được ánh xạ đến) tương ứng với độ dài vector cột N .

Ví dụ, trong trường hợp kích thước DFT $N=8$, một chuỗi ký hiệu được ghép thành từ tám ký hiệu từ #0 đến #7 như được thể hiện ở phần trên của FIG.2 được nhập vào từ bộ DFT 110. Như được thể hiện trong phần dưới của FIG.2, bộ DFT 110 trải rộng tần số các ký hiệu từ #0 đến #7 với các vector cột f_0 đến f_7 của ma trận DFT tương ứng. Bộ DFT 110 sau đó trải rộng tần số mã hóa dồn kênh các ký hiệu từ #0 đến #7. Điều này cho phép thu được một tín hiệu SC-FDMA có dải thông trực giao tương ứng

với kích thước DFT N. Ngoài ra, FIG.3 thể hiện một ví dụ về ma trận DFT khi kích thước DFT N=8. Nghĩa là vector cột vector f_i ($i=0$ đến 7) là một vector cột 8×1 có $(1/\sqrt{8})\exp(-j2\pi(i*k)/8)$ là phần tử thứ k (trong đó $k=0$ đến 7). Ngoài ra, các vector cột f_0 đến f_7 trực giao với nhau trong DFT kích thước N=8.

Ở đây, vector cột f_i của ma trận DFT F không chỉ trực giao với tất cả các các vector cột khác trong DFT kích thước N mà còn trực giao riêng phần với một số các vector cột khác có độ dài vector N' (trong đó $N' < N$) mà nhỏ hơn kích thước DFT (độ dài vector cột) N. Cụ thể hơn, có một mối quan hệ được thể hiện trong phương trình 1 dưới đây (điều kiện trực giao riêng phần) giữa độ dài vector N' trong đó hai vector cột f_i và $f_{i'}$ khác nhau bất kỳ (trong đó $i' \neq i$) trong số các vector cột cấu thành ma trận DFT trực giao riêng phần với nhau và có kích thước DFT (độ dài vector cột) N của ma trận DFT F. Ở đây, I là số nguyên mà thỏa mãn $|I| < |i-i'|$.

[1]

$$N' = \frac{|I|}{|i-i'|} N \quad \dots \text{(Phương trình 1)}$$

Điều kiện trực giao riêng phần của vector cột f_i (nghĩa là $i=1$) và vector cột f_5 (nghĩa là $i'=5$) được thể hiện trên Fig.3 sẽ được mô tả như một ví dụ. Vì $|I| < |i-i'| = |-4| = 4$, $|I|$ sẽ lấy một trong các giá trị 1, 2 và 3.

Khi $|I|=1$, độ dài vector $N'=2$ từ phương trình 1. Do đó, như được thể hiện trên Fig.4A, vector cột f_1 và vector cột f_5 trực giao riêng phần trong độ dài vector $N'=2$, nghĩa là giữa hai phần tử. Ví dụ, như được thể hiện trên Fig.4A, vector cột f_1 và vector cột f_5 trực giao riêng phần giữa hai phần tử; phần tử thứ 0 ($k=0$) và phần tử thứ nhất ($k=1$) và trực giao riêng phần giữa hai phần tử; phần tử thứ hai ($k=2$) và phần tử thứ ba ($k=3$). Áp dụng giống như vậy với các phần tử từ thứ tư ($k=4$) đến thứ bảy ($k=7$).

Cũng giống như vậy, khi $|I|=2$, độ dài vector $N'=4$ từ phương trình 1. Do đó, như được thể hiện trên Fig.4B, vector cột f_1 và vector cột f_5 trực giao riêng phần trong độ dài vector $N'=4$, nghĩa là giữa bốn phần tử. Ví dụ, như được thể hiện trên Fig.4B, vector cột f_1 và vector cột f_5 trực giao riêng phần giữa bốn phần tử từ phần tử thứ 0 ($k=0$) đến phần tử thứ ba ($k=3$) và trực giao riêng phần giữa bốn phần tử từ phần tử thứ tư ($k=4$) đến phần tử thứ bảy ($k=7$).

Ngoài ra, khi $|I|=3$, thì suy ra độ dài vector $N'=6$ từ phương trình 1. Do đó, như được thể hiện trên Fig.4C, vector cột f_1 và vector cột f_5 trực giao riêng phần trong độ dài

vector $N'=6$, nghĩa là giữa sáu phần tử. Ví dụ, như được thể hiện trên Fig.4C, vector cột f_1 và vector cột f_5 trực giao riêng phần giữa sáu phần tử từ phần tử thứ 0 ($k=0$) đến phần tử thứ năm ($k=5$) và trực giao riêng phần giữa sáu phần tử từ phần tử thứ hai ($k=2$) đến phần tử thứ bảy ($k=7$).

Ở đây, dải thông B (nghĩa là dải thông trực giao của ma trận DFT) tương ứng với kích thước DFT N của ma trận DFT này được biểu diễn bởi $N*B_{sub}$. Ở đây, B_{sub} thể hiện một không gian tần số trực giao (không gian sóng mang con). Tương tự, độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' (trong đó $N'<N$) trong đó vector cột f_i và vector cột $f_{i'}$ trực giao riêng phần với nhau được biểu diễn bởi $N'*B_{sub}$. Do đó, mối quan hệ (điều kiện trực giao riêng phần) giữa dải thông trực giao của ma trận DFT, nghĩa là dải thông tổng cộng (dải thông trực giao) B được sử dụng để truyền tín hiệu SC-FDMA và độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' có thể được biểu diễn bởi phương trình 2 sau đây.

[2]

$$B' = N'B_{sub} = \frac{|I|}{|i-i'|} NB_{sub} = \frac{|I|}{|i-i'|} B \quad \dots \text{(Phương trình 2)}$$

Do đó, không chỉ các vector cột f_i ($i=0$ đến $N-1$) trực giao với nhau trong kích thước DFT N của ma trận DFT mà còn có các vector cột có mối quan hệ trực giao trong độ dài vector N' nhỏ hơn kích thước DFT N.

Như được mô tả ở trên, khi tín hiệu SC-FDMA được chia thành nhiều nhóm, các nhóm tương ứng được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục, và do đó một sự biến thiên mạnh (điểm không liên tục) về hệ số khuếch đại kênh cân bằng có thể xuất hiện tại điểm kết hợp của các nhóm. Mặt khác, sự biến thiên trong hệ số khuếch đại kênh cân bằng trở lên chậm hơn trong mỗi nhóm nhờ thực hiện quy trình xử lý FDE. Nghĩa là thậm chí khi một sự biến thiên mạnh về hệ số khuếch đại kênh cân bằng (điểm không liên tục) xuất hiện (khi tính trực giao của ma trận DFT trong dải thông trực giao của ma trận DFT bị mất), thì có thể giảm ISI bằng cách duy trì tính trực giao trong các nhóm.

Do đó, trong sáng chế, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' ($=N'*B_{sub}$) tương ứng với độ dài vector N' có mối quan hệ trực giao riêng phần với độ dài vector cột N của ma trận DFT.

Sau đây, các phương pháp phân chia tín hiệu SC-FDMA từ 1-1 đến 1-4 sẽ

được mô tả.

Phương pháp phân chia 1-1

Theo phương pháp phân chia của sáng chế, bộ chia 111 chia một tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' ($=N' \cdot B_{\text{sub}}$) tương ứng với độ dài vector N' được tính toán theo phương trình 1.

Trong các mô tả sau đây, giả thiết số các nhóm là 2, một kích thước nhóm là độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' mà thỏa mãn phương trình 2 (hoặc phương trình 1), và kích thước nhóm khác là dải thông chênh lệch $B'' (=B-B')$ giữa dải thông trực giao B và độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' . Ngoài ra, giả thiết kích thước DFT N là 8.

Do đó, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) được nhập vào từ bộ DFT 110 thành hai nhóm; nhóm #0 và nhóm #1 như được thể hiện trên Fig.5A. Cụ thể hơn, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA có dải thông trực giao B cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' được tính toán theo phương trình 2. Nói cách khác, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng, với độ dài vector N' được tính toán theo phương trình 1. Do đó, bộ chia 111 sinh ra nhóm #0 có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' và nhóm #1 có dải thông $B'' (=B-B')$ mà là chênh lệch giữa dải thông trực giao B và độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' .

Như được thể hiện trên Fig.5A, bộ ánh xạ 112 sau đó ánh xạ nhóm #0 và nhóm #1 tới hai dải tần số không liên tục tương ứng.

Mặt khác, trạm cơ sở thu tín hiệu C-SC-FDMA được ghép thành từ nhóm #0 và nhóm #1 được thể hiện trên Fig.5A. Trạm cơ sở này áp dụng quy trình xử lý FDE với tín hiệu C-SC-FDMA và nhờ đó thu được một tín hiệu C-SC-FDMA sau FDE như được thể hiện trên Fig.5B. Trạm cơ sở này sau đó kết hợp nhóm #0 và nhóm #1 sau FDE được thể hiện trên Fig.5B và nhờ đó sinh ra một tín hiệu có dải thông trực giao $B (=B'+B'')$ của ma trận DFT như được thể hiện trên Fig.5C.

Như được thể hiện trên Fig.5C, sự biến thiên của hệ số khuếch đại kênh cân bằng trở lên không liên tục tại một điểm kết hợp giữa nhóm #0 và nhóm #1. Mặt khác, sự biến thiên của hệ số khuếch đại kênh cân bằng là chậm trong mỗi nhóm. Do đó, nhiễu ISI giữa các ký hiệu được dồn kênh tương ứng với các vector cột f_i và f_i' mà thỏa mãn phương trình 2 hoặc phương trình 1 (nghĩa là giữa các ký hiệu được dồn kênh trực giao riêng phần) được giảm trong nhóm #0. Do đó, trong nhóm #0 (nghĩa là nhóm

có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B'), có thể giảm nhiều ISI nhờ sự biến thiên mạnh hệ số khuếch đại kênh cân bằng tại điểm kết hợp (điểm chia của tín hiệu SC-FDMA) giữa nhóm #0 và nhóm #1.

Do đó, theo phương pháp phân chia của sáng chế, mặc dù sự biến thiên của hệ số khuếch đại kênh cân bằng trở lên không liên tục tại điểm kết hợp của nhiều nhóm, nhưng có thể giảm sự tổn hao tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh trong một nhóm có dải thông trực giao riêng phần. Bởi vậy, theo phương pháp phân chia của sáng chế, có thể giảm ISI nhờ sự biến thiên mạnh hệ số khuếch đại kênh cân bằng thậm chí khi tín hiệu SC-FDMA được chia thành nhiều nhóm.

Phương pháp phân chia 1-2

Theo phương pháp phân chia của sáng chế, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' trong đó $(|I|/|i-i'|)^{-1}$ trong phương trình 1 là 2 hoặc lớn hơn và nhỏ hơn N và đồng thời là ước số của N.

Điều này sẽ được mô tả cụ thể hơn dưới đây. Ở đây, giả thiết kích thước DFT N là 12 và số các nhóm là 2.

Khi N=12, các ước số của N=12, là 2 hoặc hoặc lớn hơn và nhỏ hơn 12, là 2, 3, 4 và 6. Do đó, bộ chia 111 chọn một chọn một trong $(|I|/|i-i'|)^{-1}=2, 3, 4, 6$ mà là nghịch đảo của $(|I|/|i-i'|)$ được thể hiện trong phương trình 1. Nghĩa là bộ chia 111 chọn một trong các độ dài vector N'=6, 4, 3 và 2 tùy theo phương trình 1. Nghĩa là vector cột f_i và vector cột $f_{i'}$ mà thỏa mãn $(|I|/|i-i'|)=1/2, 1/3, 1/4$ và $1/6$ tương ứng trong phương trình 1 trực giao riêng phần trong các độ dài vector N'=6, 4, 3 và 2 tương ứng.

Khi, ví dụ, chia vector cột f_i ($i=0$ đến 11) với độ dài vector N'=6 (nghĩa là khi $(|I|/|i-i'|)^{-1}=2$), bộ chia 111 giả thiết độ dài vector N' là của nhóm #0 đến 6 và giả thiết độ dài vector N'' là của nhóm #1 đến 6 ($=N-N'=12-6$). Nghĩa là bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA có dải thông trực giao B ($=N*B_{\text{sub}}=12B_{\text{sub}}$) thành nhóm #0 có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' ($=N'*B_{\text{sub}}=6B_{\text{sub}}$) và nhóm #1 có dải thông B'' ($=N''*B_{\text{sub}}=6B_{\text{sub}}$). Áp dụng giống như vậy cho các trường hợp trong đó độ dài vector N'=4, 3, 2.

Do đó, tổ hợp (N', N'') các độ dài vector của hai nhóm (nhóm #0 và nhóm #1) bao gồm nhóm độ dài vector N' được tính toán bằng cách sử dụng phương pháp phân chia theo sáng chế là một trong số các tổ hợp (6, 6), (4, 8), (3, 9) và (2, 10). Nghĩa là

tất cả các tổ hợp độ dài vector của hai nhóm là các số nguyên. Bởi vậy, trong khi kích thước DFT (số điểm DFT) của ma trận DFT lấy các giá trị nguyên từ 0 đến $N-1$, thì độ dài vector N' và độ dài vector $N''=(N-N')$ mà chia vector cột f_i có thể luôn luôn có giá trị nguyên không có các phần phân số. Nói cách khác, độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' mà chia dải thông trực giao $B(=N*B_{sub})$ có thể luôn luôn bị giới hạn là một bội nguyên của B_{sub} .

Do đó, theo phương pháp phân chia của sóng chế, có thể cải thiện tính affin giữa quy trình xử lý DFT để xuất tín hiệu SC-FDMA sử dụng kích thước DFT N , mà là một giá trị nguyên, và quy trình xử lý chia để chia tín hiệu SC-FDMA này, mà là dữ liệu đầu ra của quy trình xử lý DFT, thành nhiều nhóm trong khi đó vẫn đạt được các hiệu quả giống như phương pháp phân chia 1.

Phương pháp phân chia 1-3

Theo phương pháp phân chia của sóng chế, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' , mà là bội của một số nguyên tố.

Điều này sẽ được mô tả cụ thể hơn dưới đây. Ví dụ, bộ chia 111 giả thiết độ dài vector N' là bội a_0x_0 (trong đó hệ số a_0 là một số nguyên bằng hoặc lớn hơn 1) của số nguyên tố x_0 . Ở đây, giả thiết kích thước DFT N là 12 và số các nhóm là 2. Ngoài ra, giả thiết là số nguyên tố $x_0=3$ và hệ số $a_0=3$.

Do đó, bộ chia 111 giả thiết độ dài vector N' là của nhóm #0 đến 9 ($=3 \times 3$) và độ dài vector N'' là của nhóm #1 đến 3 ($=N-N'=12-9$). Nghĩa là bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA có dải thông trực giao $B(=N*B_{sub}=12B_{sub})$ tương ứng với kích thước DFT $N=12$ thành nhóm #0 có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' ($=N'*B_{sub}=9B_{sub}$) tương ứng với độ dài vector $N'=9$ và nhóm #1 có dải thông B'' ($=N''*B_{sub}=3B_{sub}$) tương ứng với độ dài vector $N''=3$.

Ở đây, trong nhóm #0 có độ dài vector $N'=9$ mà là bội a_0x_0 của số nguyên tố $x_0=3$, có một vector cột mà trực giao (trực giao có tính phân cấp) trong độ dài vector 3, 6, 9. Ví dụ, trong các phần các phần thực và các phần ảo của các vector cột f_0 đến f_{11} được thể hiện trên Fig.6, các dạng sóng tương ứng của chúng trực giao với nhau trong độ dài vector 3, 6, 9 giữa các vector cột f_0 và f_4 , giữa các vector cột f_0 và f_8 , và giữa các vector cột f_4 và f_8 . Ở đây, chỉ có mối quan hệ trực giao giữa các độ dài vector mà là các bội số của số nguyên tố $x_0=3$ được thể hiện. Ví dụ, giữa các vector cột f_4 và f_8 , độ dài

vector 3 so khớp với đoạn một chu kỳ của vector cột f_4 và đoạn hai chu kỳ của vector cột f_8 , độ dài vector 6 so khớp với đoạn hai chu kỳ của vector cột f_4 và đoạn bốn chu kỳ của vector cột f_8 và độ dài vector 9 so khớp với đoạn ba chu kỳ của vector cột f_4 và đoạn sáu chu kỳ của vector cột f_8 .

Nghĩa là các vector cột f_0 , f_4 và f_8 của 12 các vector cột f_0 đến f_{11} trong nhóm #0 (độ dài vector $N'=9$) có mối quan hệ trực giao có tính phân cấp trong đó các vector cột đó trực giao với nhau trong một chu kỳ có độ dài vector 3, 6, 9. Do đó, trong nhóm #0 (độ dài vector $N'=9$), ISI được giảm giữa các vector cột f_0 , f_4 và f_8 (ví dụ các ký hiệu được dồn kênh #0, #4, #8) trong 12 các vector cột f_0 đến f_{11} (ví dụ các ký hiệu được dồn kênh từ #0 đến #11) được thể hiện trên Fig.6.

Do đó, theo phương pháp phân chia của sóng chế, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là bội a_0x_0 của số nguyên tố x_0 , và do đó có thể sinh ra một nhóm bao gồm nhiều hơn các ký hiệu được dồn kênh mà trực giao có tính phân cấp trong một chu kỳ của một bội ($x_0, 2x_0, \dots, a_0x_0$) của số nguyên tố x_0 . Nghĩa là có thể tạo ra nhiều hơn các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần với nhau trong kích thước nhóm của các nhóm được sinh ra bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA. Nói cách khác, nhờ giảm các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà không trực giao riêng phần với nhau trong kích thước nhóm của các nhóm được sinh ra bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA, có thể giảm ISI gây ra do sự tổn hao tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh mà không trực giao riêng phần với nhau.

Ngoài ra, theo phương pháp phân chia của sóng chế, hệ số a_0 là thông tin duy nhất cần được báo cáo từ trạm cơ sở thiết bị đầu cuối 100 như là thông tin điều khiển về sự chia tín hiệu SC-FDMA (phổ), và nhờ đó có thể giảm lượng thông tin điều khiển được yêu cầu báo cáo.

Một trường hợp đã được mô tả trong phương pháp phân chia hiện tại trong đó bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là một bội của một số nguyên tố. Tuy nhiên, trong sóng chế, ví dụ, bộ chia 111 cũng có thể chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là một bội của một tích của hai hoặc nhiều số nguyên tố.

Ví dụ, bộ chia 111 giả thiết độ dài vector N' là một bội (ví dụ $b_0(x_0 * x_1)$) (trong

đó b_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của một tích (ví dụ $x_0 * x_1$) của ít nhất hai số nguyên tố (hai hoặc nhiều số nguyên tố) trong các số nguyên tố $x_0, x_1, x_2, \dots$. Do đó, nhóm có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector $N' = b_0(x_0 * x_1)$ có thể bao gồm các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần có tính phân cấp với nhau trong một chu kỳ của một bội ($x_0, 2x_0, \dots, b_0x_0$) của số nguyên tố x_0 và các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần có tính phân cấp với nhau trong một chu kỳ của một bội ($x_1, 2x_1, \dots, b_0x_1$) của số nguyên tố x_1 . Nghĩa là giống như đơn vị chia nhỏ nhất (ví dụ $x_0 * x_1$) của tín hiệu SC-FDMA tăng, có thể tăng số các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần với nhau trong kích thước nhóm với nhóm có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector $N' = b_0(x_0 * x_1)$. Do đó có thể giảm hơn nữa ISI nhờ sự tổn hao tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột).

Khi hai hoặc nhiều số nguyên tố được chọn, thì ưu tiên chọn các số nguyên tố theo thứ tự từ số nguyên tố nhỏ (2, 3, 5, 7, ...). Do đó, có thể tạo ra nhiều hơn các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao có tính phân cấp với nhau trong một chu kỳ của một bội của một số nguyên tố trong một nhóm có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' và giảm hơn nữa ISI nhờ sự tổn hao tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột).

Phương pháp phân chia 1-4

Theo phương pháp phân chia hiện tại, bộ chia 111 chia một tín hiệu SC-FDMA có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà lũy thừa của một số nguyên tố.

Điều này sẽ được mô tả cụ thể hơn dưới đây. Ví dụ, bộ chia 111 giả thiết độ dài vector cột N' là lũy thừa của $x_0^{a_0}$ (trong đó a_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của số nguyên tố x_0 . Ở đây, giả thiết kích thước DFT N là 12 và số các nhóm là 2 như trong trường hợp của phương pháp phân chia 1-3. Ngoài ra, giả thiết số nguyên tố $x_0=2$ và hệ số $a_0=3$.

Do đó, ví dụ, bộ chia 111 giả thiết độ dài vector N' là của nhóm #0 đến 8 ($=2^3$) và giả thiết độ dài vector N'' là của nhóm #1 đến 4 ($=N-N'=12-8$). Nghĩa là bộ chia 111 chia một tín hiệu SC-FDMA có dải thông trực giao B ($=N*B_{\text{sub}}=12B_{\text{sub}}$) tương ứng với kích thước DFT $N=12$ thành nhóm #0 có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' ($=N'*B_{\text{sub}}=8B_{\text{sub}}$) tương ứng với độ dài vector $N'=8$ và nhóm #1 có dải thông B''

($=N' \cdot B_{\text{sub}} = 4B_{\text{sub}}$) tương ứng với độ dài vector $N'=4$.

Ở đây, có các vector cột mà trực giao với nhau trong các độ dài vector là 2, 4, 8 trong nhóm #0 có độ dài vector $N'=8$ mà là lũy thừa $x_0^{a_0}$ của số nguyên tố $x_0=2$. Ví dụ, trong các phần thực và các phần ảo của các vector cột f_0 đến f_{11} được thể hiện trên Fig.7, các dạng sóng tương ứng của chúng trực giao với nhau in độ dài vector 2, 4, 8 giữa các vector cột f_0 và f_3 , giữa các vector cột f_0 và f_6 và giữa các vector cột f_3 và f_6 như trong trường hợp của phương pháp phân chia 1-3 (FIG.6). Ở đây, chỉ mối quan hệ trực giao giữa các độ dài vector mà là các lũy thừa của số nguyên tố $x_0=2$ được thể hiện.

Nghĩa là các vector cột f_0, f_3, f_6 của 12 vector cột f_0 đến f_{11} trong nhóm #0 (độ dài vector $N'=8$) có mối quan hệ trực giao có tính phân cấp mà trong đó các vector cột đó trực giao với nhau trong một chu kỳ độ dài vector 2, 4, 8. Do đó, trong nhóm #0 (độ dài vector $N'=8$), thì ISI được giảm giữa các vector cột f_0, f_3, f_6 (ví dụ các ký hiệu được dồn kênh #0, #3, #6) của 12 các vector cột f_0 đến f_{11} (ví dụ các ký hiệu được dồn kênh từ #0 đến #11) được thể hiện trên Fig.7.

Do đó, theo phương pháp phân chia của sóng chế, bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là lũy thừa $x_0^{a_0}$ của số nguyên tố x_0 , và do đó có thể sinh ra các nhóm bao gồm nhiều hơn các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao có tính phân cấp trong một chu kỳ của lũy thừa ($x_0, x_0^2, \dots, x_0^{a_0}$) của số nguyên tố x_0 . Do đó, có thể giảm ISI gây ra do sự tổn hao tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà không trực giao riêng phần với nhau trong kích thước nhóm của các nhóm được sinh bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA như trong trường hợp của phương pháp phân chia 1-3.

Ngoài ra, theo phương pháp phân chia của sóng chế, hệ số a_0 là thông tin duy nhất mà cần được báo cáo từ trạm cơ sở tới thiết bị đầu cuối 100 như là thông tin điều khiển về sự chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) và do đó có thể giảm lượng thông tin được yêu cầu để báo cáo thông tin điều khiển như trong trường hợp của phương pháp phân chia 1-3.

Một trường hợp đã được mô tả trong phương pháp phân chia hiện tại trong đó bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là lũy thừa của một số nguyên tố. Tuy nhiên, theo sáng chế, ví dụ, bộ chia 111 cũng có thể chia tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao

riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là lũy thừa của một tích của hai hoặc nhiều hơn các số nguyên tố.

Ví dụ, bộ chia 111 giả thiết độ dài vector N' là một lũy thừa (ví dụ $(x_0 * x_1)^{b_0}$) (trong đó b_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của một tích (ví dụ $x_0 * x_1$) của ít nhất hai số nguyên tố (hai hoặc nhiều số nguyên tố) trong các số nguyên tố $x_0, x_1, x_2, \dots$. Do đó, nhóm này có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector $N' = (x_0 * x_1)^{b_0}$ có thể bao gồm các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần có tính phân cấp với nhau trong một chu kỳ của lũy thừa $(x_0, x_0^2, \dots, x_0^{b_0})$ của số nguyên tố x_0 và các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần có tính phân cấp với nhau trong một chu kỳ của lũy thừa $(x_1, x_1^2, \dots, x_1^{b_0})$ của số nguyên tố x_1 . Nghĩa là khi đơn vị chia nhỏ nhất (ví dụ $x_0 * x_1$) của tín hiệu SC-FDMA tăng, thì có thể tăng số ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần với nhau trong kích thước nhóm của nhóm có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector $N' = (x_0 * x_1)^{b_0}$. Do đó có thể giảm hơn nữa ISI gây bởi sự tổn hao tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột).

Ngoài ra, theo sáng chế, bộ chia 111 cũng có thể giả thiết độ dài vector N' là một bội (ví dụ $p_0(x_0 * x_1)^{b_0}$) (trong đó p_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của một lũy thừa (ví dụ $(x_0 * x_1)^{b_0}$) của một tích (ví dụ $x_0 * x_1$) của ít nhất hai số nguyên tố (hai hoặc nhiều số nguyên tố) trong các số nguyên tố $x_0, x_1, x_2, \dots$. Thì cũng có thể đạt được hiệu quả giống như phương pháp phân chia hiện tại.

Ngoài ra, theo sáng chế, bộ chia 111 cũng có thể giả thiết độ dài vector N' là tích $x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots$ của ít nhất hai (hai hoặc nhiều hơn) các lũy thừa $x_0^{c_0}, x_1^{c_1}, \dots$ ($c_0, c_1, \dots$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 0, trong đó, ít nhất một trong các $c_0, c_1, \dots$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của các số nguyên tố $x_0, x_1, \dots$. Thì cũng có thể đạt được hiệu quả giống như phương pháp phân chia hiện tại. Ở đây, trong biến đổi FFT (Fast Fourier Transform – Biến đổi Fourier nhanh) mà thực hiện quy trình xử lý tương đương với quy trình của DFT bằng lượng tính toán nhỏ hơn, tích của một lũy thừa của một giá trị xác định có thể được sử dụng như là kích thước FFT (số điểm FFT điểm). Do đó, khi sử dụng FFT thay thế cho DFT, thì có thể cải thiện tính afin giữa quy trình xử lý FFT và quy trình xử lý chia của tín hiệu SC-FDMA bằng cách sử dụng một tích các lũy thừa của các số nguyên tố $x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots$ làm độ dài vector N' để chia vector cột độ dài N. Ngoài ra, bộ chia 111 cũng có thể giả thiết độ dài vector N' là bội

$p_0 (x_0^{c0} * x_1^{c1} * \dots)$ (trong đó p_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của một tích các lũy thừa của các số nguyên tố $x_0^{c0} * x_1^{c1} * \dots$.

Khi hai hoặc nhiều số nguyên tố được chọn, thì ưu tiên chọn các số nguyên tố theo thứ tự từ số nguyên tố nhỏ hơn (2, 3, 5, 7, ...). Do đó có thể tạo ra nhiều hơn các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) mà trực giao riêng phần có tính phân cấp với nhau trong một chu kỳ của một lũy thừa của một số nguyên tố trong các nhóm có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' và giảm hơn nữa ISI gây bởi sự tổn hao tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột).

Cho đến đây các phương pháp phân chia tín hiệu SC-FDMA từ 1-1 đến 1-4 thông qua bộ chia 111 đã được mô tả.

Do đó, thậm chí khi chia một tín hiệu SC-FDMA thành nhiều nhóm và ánh xạ các nhóm đến các dải tần số không liên tục tương ứng, phương án này có thể giảm ISI gây bởi sự tổn hao tính trực giao của ma trận DFT bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA cho dải thông trực giao riêng phần.

Do đó, phương án hiện này giảm ISI gây bởi sự tổn hao tính trực giao của ma trận DFT, và do đó có thể cải thiện các đặc tính truyền mà không làm giảm hiệu suất truyền dữ liệu thậm chí khi sử dụng điều biến M-ary bậc cao như 64 QAM mà có khoảng cách Euclid giữa hai điểm tín hiệu rất ngắn.

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án này trong đó thiết bị đầu cuối chia một tín hiệu SC-FDMA thành nhiều nhóm để dải thông của một nhóm (ở đây là nhóm #0) bằng dải thông trực giao riêng phần. Tuy nhiên, thiết bị đầu cuối theo sáng chế cũng có thể chia tín hiệu SC-FDMA này thành nhiều nhóm bằng cách sử dụng một trong các phương pháp phân chia 1-1 đến 1-4 để các dải thông của tất cả các nhóm bằng các dải thông trực giao riêng phần. Do đó, có thể tăng số ký hiệu được dồn kênh có mối quan hệ trực giao riêng phần lẫn với nhau trong tất cả các nhóm và do đó giảm ISI nhóm với nhóm.

Ngoài ra, trong phương án hiện tại, thiết bị đầu cuối có thể thực hiện đan xen tần số cho mỗi dải tần số (hoặc nhóm) có dải thông trực giao riêng phần như được thể hiện trên Fig.8. Cụ thể hơn, khi bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA thành nhóm #0 và nhóm #1 như được thể hiện trong phần trên của FIG.8, một bộ đan xen (không được thể hiện) thực hiện đan xen tần số trong các đơn vị của dải thông trực giao riêng phần. Nghĩa là bộ đan xen thực hiện đan xen tần số trên phần nửa thứ nhất của nhóm #0 có

dải thông trực giao riêng phần B_0' , phần nửa cuối của nhóm #0 có dải thông trực giao riêng phần B_0' và nhóm #1 có dải thông trực giao riêng phần B_1' . Do đó, có thể cải thiện hơn nữa hiệu quả phân tập tần số trong khi vẫn giảm được sự tổn hao tính trực giao trong các nhóm như trong trường hợp của phương án này.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó trạm cơ sở báo cáo thông tin tài nguyên tần số duy nhất tới thiết bị đầu cuối 100 mỗi lần trạm cơ sở truyền thông với thiết bị đầu cuối 100 và thiết bị đầu cuối 100 tính toán thông tin nhóm (số các nhóm và kích thước nhóm) dựa trên thông tin loại và thông tin điều kiện trực giao riêng phần (phương trình 1 và phương trình 2) đã báo cáo trước. Tuy nhiên, theo sáng chế, ví dụ, trạm cơ sở có thể báo cáo tất cả thông tin tài nguyên tần số và thông tin nhóm (số các nhóm và kích thước nhóm) tới thiết bị đầu cuối 100 mỗi lần trạm cơ sở truyền thông với thiết bị đầu cuối 100 và thiết bị đầu cuối 100 có thể chia tín hiệu SC-FDMA dựa trên thông tin tài nguyên tần số và thông tin nhóm thu được.

Ngoài ra, ví dụ, trạm cơ sở cũng có thể báo cáo thông tin tài nguyên tần số thể hiện các dải tần số được cấp tính đến số các nhóm và kích thước nhóm tới thiết bị đầu cuối 100. Cụ thể hơn, trạm cơ sở (lịch biểu của trạm cơ sở này) thực hiện lập lịch biểu và do đó thực hiện quy trình xử lý cấp phát để cấp phát các dải tần số có độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' mà bao gồm dải tần số của thiết bị đầu cuối 100 thể hiện một SINR tối đa trong một dải tần số xác định (sóng mang con) và thỏa mãn phương trình 2 (hoặc phương trình 1) trên thiết bị đầu cuối 100. Nghĩa là trạm cơ sở này cấp phát các dải tần số của độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' được tính toán theo phương trình 2 (hoặc phương trình 1) cho nhiều nhóm cấu thành tín hiệu C-SC-FDMA của thiết bị đầu cuối 100. Trạm cơ sở này cấp phát các tài nguyên tần số của tín hiệu C-SC-FDMA ghép lại thành từ nhiều nhóm có dải thông trực giao riêng phần bằng cách thực hiện lặp lại quy trình xử lý cấp phát được mô tả ở trên trong các dải tần số khác nhau. Trạm cơ sở này sau đó báo cáo thông tin tài nguyên tần số thể hiện kết quả sự cấp phát tài nguyên tần số của tín hiệu C-SC-FDMA của thiết bị đầu cuối 100 đến thiết bị đầu cuối 100. Trạm cơ sở này cũng thực hiện quy trình xử lý cấp phát tài nguyên tần số được mô tả ở trên trên các thiết bị đầu cuối khác thiết bị đầu cuối 100. Điều này cho phép trạm cơ sở này lập lịch biểu cấp phát các tài nguyên tần số tới tất cả các thiết bị đầu cuối định vị trong ô của trạm cơ sở này. Ngoài ra, thiết bị đầu cuối 100

có thể ánh xạ tín hiệu C-SC-FDMA theo dải tần số được thể hiện trong thông tin tài nguyên tần số được báo cáo từ trạm cơ sở. Điều này cho phép thiết bị đầu cuối 100 chia SC-FDMA thành nhiều nhóm, ánh xạ các nhóm đến các dải tần số có một dải thông trực giao riêng phần và do đó có thể có được hiệu quả giống như phương án hiện tại của sáng chế.

Phương án 2

Phương án hiện tại sẽ mô tả một trường hợp trong đó sự truyền MIMO (Multi-Input Multi-Output – Nhiều đầu vào nhiều đầu ra), là một trong các kỹ thuật truyền để thực hiện truyền dữ liệu dung lượng lớn, tốc độ cao, được sử dụng. Kỹ thuật truyền MIMO cung cấp nhiều anten cho cả trạm cơ sở và thiết bị đầu cuối, cung cấp nhiều đường truyền (các luồng) trong không gian giữa bên truyền và bên nhận vô tuyến, dồn kênh theo không gian các luồng tương ứng, và do đó có thể tăng lưu lượng.

Điều này sẽ được mô tả cụ thể hơn dưới đây. FIG.9 thể hiện một cấu hình của thiết bị đầu cuối 200 theo phương án này. Thiết bị đầu cuối 200 được lắp với hai anten (anten 101-1 và 101-2) để phát các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) bằng cách sử dụng hai luồng (luồng #1 và luồng #2).

Ngoài ra, thiết bị đầu cuối 200 bao gồm các bộ xử lý C-SC-FDMA 201-1 và 201-2 được ghép lại từ bộ mã hóa 107, bộ điều biến 108, bộ dồn kênh 109, bộ DFT 110 và bộ chia 111, được lắp tương ứng cho các anten 101-1 và 101-2.

Ngoài ra, thiết bị đầu cuối 200 còn bao gồm các bộ xử lý truyền 203-1 và 203-2 được ghép lại từ bộ ánh xạ 112, bộ IFFT 113, bộ chèn CP 114 và bộ phát vô tuyến 115, được lắp tương ứng các anten 101-1 và 101-2.

Các bộ phận xử lý C-SC-FDMA 201-1 và 201-2 sinh ra các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) bằng cách áp dụng quy trình xử lý giống như quy trình thực hiện bởi bộ mã hóa 107 đến bộ chia 111 trong phương án 1 với các chuỗi bit truyền được nhập vào tương ứng. Các bộ xử lý C-SC-FDMA 201-1 và 201-2 sau đó xuất các tín hiệu C-SC-FDMA được sinh ra tới bộ tiền mã hóa 202 tương ứng.

Bộ tiền mã hóa 202 nhận các ma trận tiền mã hóa không gian khác nhau cho mỗi dải tần số giống nhau có một dải thông trực giao riêng phần hoặc cho mỗi nhóm dải thông trực giao riêng phần giống nhau từ bộ điều khiển 106 như dữ liệu đầu vào. Nghĩa là bộ tiền mã hóa 202 sử dụng cùng ma trận tiền mã hóa không gian cho mỗi dải tần số giống nhau có một dải thông trực giao riêng phần hoặc cho mỗi nhóm giống

nhau có một dải thông trực giao riêng phần. Ở đây, thông tin tiền mã hóa thể hiện ma trận tiền mã hóa không gian được báo cáo từ một trạm cơ sở tới thiết bị đầu cuối 200. Ví dụ, thông tin tiền mã hóa thể hiện một số chỉ báo mỗi ma trận tiền mã hóa không gian và bộ điều khiển 106 có thể tính toán mỗi ma trận tiền mã hóa không gian dựa trên số được chỉ báo trong thông tin tiền mã hóa này.

Bộ tiền mã hóa 202 nhận các tín hiệu C-SC-FDMA được nhập vào từ các bộ xử lý C-SC-FDMA 201-1 và 201-2 với ma trận tiền mã hóa không gian tương ứng. Ở đây, bộ tiền mã hóa 202 nhận các tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến các dải tần số có cùng dải thông trực giao riêng phần hoặc các nhóm có cùng dải thông trực giao riêng phần với cùng ma trận tiền mã hóa không gian trong mỗi luồng. Bộ tiền mã hóa 202 sau đó xuất các tín hiệu C-SC-FDMA đã được tiền mã hóa tới các bộ xử lý truyền tương ứng 203-1 và 203-2 cho mỗi luồng.

Các bộ xử lý truyền 203-1 và 203-2 áp dụng quy trình xử lý giống như quy trình xử lý của bộ ánh xạ 112 với bộ phát vô tuyến 115 theo phương án 1 cho các tín hiệu C-SC-FDMA đã được tiền mã hóa được nhập vào tương ứng và phát các tín hiệu C-SC-FDMA này sau quy trình xử lý truyền tới trạm cơ sở theo các anten 101-1 và 101-2 tương ứng.

Tiếp theo, các bước chi tiết của quy trình xử lý tiền mã hóa bởi bộ tiền mã hóa 202 của thiết bị đầu cuối 200 sẽ được mô tả.

Trước hết, một trường hợp sẽ được mô tả trong đó cùng một ma trận tiền mã hóa không gian được sử dụng cho mỗi dải tần trực giao riêng phần. Ví dụ, trên Fig.10A, mỗi bộ chia 111 (FIG.9) của các bộ xử lý C-SC-FDMA 201-1 và 201-2 chia một tín hiệu SC-FDMA thành nhóm #0 có dải thông gấp hai lần dải thông trực giao riêng phần B_0' và nhóm #1 có dải thông trực giao riêng phần B_1' .

Bởi vậy, bộ tiền mã hóa 202 nhận nhóm #0 và nhóm #1 được phát với cùng ma trận tiền mã hóa không gian cho mỗi dải thông trực giao riêng phần sử dụng luồng #1 và luồng #2. Cụ thể hơn, như được thể hiện trên Fig.10A, bộ tiền mã hóa 202 sử dụng cùng một ma trận tiền mã hóa không gian PM #0 cho cả luồng #1 và luồng #2 trong một dải thông trực giao riêng phần B_0' của nhóm #0 và sử dụng cùng một ma trận tiền mã hóa không gian PM #1 cho cả luồng #1 và luồng #2 trong dải thông trực giao riêng phần B_0' khác. Ngoài ra, bộ tiền mã hóa 202 sử dụng cùng một ma trận tiền mã hóa không gian PM #2 cho cả hai luồng #1 và luồng #2 trong nhóm #1 có dải

thông trực giao riêng phần B_1' .

Tiếp theo, một trường hợp sẽ được mô tả trong đó cùng một ma trận tiền mã hóa không gian được sử dụng cho mỗi nhóm. Ví dụ, trên Fig.10B, mỗi bộ chia 111 (FIG.9) của các bộ xử lý C-SC-FDMA 201-1 và 201-2 chia một tín hiệu SC-FDMA thành nhóm #0 có dải thông trực giao riêng phần B_0' và nhóm #1 có dải thông trực giao riêng phần B_1' .

Bộ tiền mã hóa 202 sau đó nhân nhóm #0 và nhóm #1 đã được phát nhờ sử dụng luồng #1 và luồng #2 với cùng một ma trận tiền mã hóa không gian cho mỗi nhóm. Cụ thể hơn, như được thể hiện trên Fig.10B, bộ tiền mã hóa 202 sử dụng cùng một ma trận tiền mã hóa không gian PM #0 cho cả hai luồng #1 và luồng #2 trong nhóm #0 có dải thông trực giao riêng phần B_0' . Ngoài ra, bộ tiền mã hóa 202 sử dụng cùng một ma trận tiền mã hóa không gian PM #2 cho cả hai luồng #1 và luồng #2 trong nhóm #1 có dải thông trực giao riêng phần B_1' .

Do đó, ví dụ, trên Fig.10A, giữa nhóm #0 của luồng #1 và nhóm #1 của luồng #2, có thể giảm ISI bằng cách duy trì tính trực giao giữa các ký hiệu được dồn kênh (các vector cột) trong các nhóm tương ứng trong miền tần số như trong trường hợp của phương án 1, trong khi đó trong miền không gian, có thể duy trì tính trực giao giữa chúng bằng cách sử dụng các ma trận tiền mã hóa không gian (ví dụ các ma trận đơn vị) trực giao với nhau. Nghĩa là có thể giảm hơn nữa ISI giữa nhóm #0 của luồng #1 và nhóm #1 của luồng #2 (nghĩa là giữa các nhóm đã phát với các dải tần số khác nhau và các luồng khác nhau). Cũng áp dụng như vậy giữa nhóm #1 của luồng #1 và nhóm #0 của luồng #2.

Nghĩa là khi sử dụng kỹ thuật truyền MIMO, có thể giảm ISI giữa các luồng khác nhau và giữa các dải tần số khác nhau bằng cách sử dụng cùng một ma trận tiền mã hóa không gian cho mỗi dải thông trực giao riêng phần giống nhau (hoặc mỗi nhóm) trong các luồng khác nhau.

Nhờ các cách thức này, phương án hiện tại có thể giảm ISI trong miền tần số bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA cho một dải thông trực giao riêng phần như trong trường hợp của phương án 1 và giảm hơn nữa ISI trong miền không gian bằng cách sử dụng một ma trận tiền mã hóa không gian cho mỗi dải thông trực giao riêng phần.

Mặc dù một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó hai luồng đã được sử dụng, nhưng số luồng không giới hạn là hai mà sáng chế cũng có thể

được áp dụng cho các trường hợp trong đó ba hoặc nhiều luồng hơn được sử dụng.

Ngoài ra, phương án hiện tại có thể áp dụng cho cả truyền (SU)-MIMO đơn người dùng (nghĩa là truyền MIMO giữa nhiều anten của một trạm cơ sở và nhiều anten của một thiết bị đầu cuối) và truyền (MU)-MIMO đa người dùng (nghĩa là truyền MIMO giữa nhiều anten của một trạm cơ sở và nhiều anten của nhiều thiết bị đầu cuối).

Ngoài ra, trong phương án hiện tại, khi kỹ thuật FSTD (Frequency Switched Transmit Diversity – Phân tập phát chuyển đổi tần số) được sử dụng, thì thiết bị đầu cuối có thể chuyển đổi giữa các anten phát cho mỗi dải tần số (hoặc nhóm) có dải thông trực giao riêng phần. Ví dụ, như được thể hiện trên Fig.11, khi số anten phát là 3 (các anten #0 đến #2) và số các nhóm là 3 (các nhóm #0 đến #2), phần nửa thứ nhất của nhóm #0 có dải thông trực giao riêng phần B_0' có thể được phát từ anten #0, phần nửa thứ hai của nhóm #0 có dải thông trực giao riêng phần B_0' có thể được phát từ anten #1, nhóm #1 có dải thông trực giao riêng phần B_1' có thể được phát từ anten #0 và nhóm #2 có dải thông trực giao riêng phần B_2' có thể được phát từ anten #2. Do đó, nhờ việc chuyển đổi giữa các anten truyền dựa trên đơn vị của các dải tần số (hoặc các nhóm) có một dải thông trực giao riêng phần trong FSTD, có thể thu một biến fadin chứ không phải là các dải tần số (B_0' to B_2') có các dải thông trực giao riêng phần. Bởi vậy, có thể thu được hiệu quả phân tập không gian trong khi vẫn duy trì tính trực giao trong một dải tần số có các dải thông trực giao riêng phần.

Phương án 3

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án 2 trong đó khi kỹ thuật FSTD (Frequency Switched Transmit Diversity – Phân tập phát chuyển đổi tần số) được sử dụng, thiết bị đầu cuối chuyển đổi giữa các anten truyền cho mỗi dải tần số (hoặc nhóm) có một dải thông trực giao riêng phần. Ngoài ra, trong trường hợp này, một trường hợp đã được mô tả trong đó nhiều nhóm được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục khi được quan sát trong miền tần số của tất cả các anten truyền. Ngược lại, trong phương án hiện tại, khi sử dụng FSTD để chuyển đổi giữa các anten truyền cho mỗi dải tần số (hoặc nhóm) có một dải thông trực giao riêng phần, thiết bị đầu cuối ánh xạ nhiều nhóm đến các dải tần số liên tục khi được quan sát trong miền tần số của tất cả các anten truyền.

Nghĩa là khi FSTD được sử dụng trong phương án 2, như được thể hiện trên

Fig.11, các nhóm có các dải thông trực giao riêng phần được ánh xạ đến các anten tương ứng được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục và nhiều nhóm được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục khi cũng được quan sát trong các tần số của tất cả các anten. Cụ thể hơn, có một dải tần số trống liên anten giữa nhóm #0 của anten #1 và nhóm #1 của anten #0 trên Fig.11. Cũng như vậy, cũng có một dải tần số trống liên anten giữa nhóm #1 của anten #0 và nhóm #2 của anten #2. Ngoài ra, trên Fig.11, không có nhóm được ánh xạ đến bất kỳ dải tần số trống liên anten nào và nhiều nhóm được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục khi cũng quan sát trong miền tần số của tất cả các anten.

Mặt khác, theo phương án hiện tại, khi FSTD được sử dụng, như được thể hiện trên Fig.12, các nhóm có các dải thông trực giao riêng phần được ánh xạ đến anten tương ứng (các tài nguyên không gian) được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục như trong trường hợp của phương án 2. Mặt khác, như được thể hiện trên Fig.12, nhiều nhóm có các dải thông trực giao riêng phần được ánh xạ đến các anten tương ứng (các tài nguyên không gian) được ánh xạ đến các dải tần số liên tục khi được quan sát trong miền tần số của tất cả các anten. Nghĩa là trên Fig.12, không có dải tần số trống giữa bất kỳ nhóm nào; giữa nhóm #A của anten #0 (tài nguyên không gian #0) và nhóm #B của anten #1 (tài nguyên không gian #1), giữa nhóm #B của anten #1 (tài nguyên không gian #1) và nhóm #C của anten #0 (tài nguyên không gian #0) và giữa nhóm #C của anten #0 (tài nguyên không gian #0) và nhóm #D của anten #2 (tài nguyên không gian #2). Nghĩa là khi được quan sát trong miền tần số của tất cả các anten, nhiều nhóm có các dải thông trực giao riêng phần được ánh xạ đến các dải tần số liên tục.

Nghĩa là khi được quan sát trong miền tần số của mỗi anten, thậm chí khi các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm có các dải thông trực giao riêng phần) được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục, nếu các tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến các dải tần số liên tục khi được quan sát trong miền tần số của tất cả các anten, có thể thu được nhiều hơn nữa hiệu quả phân tập không gian trong khi vẫn duy trì được tính trực giao trong dải tần số có các dải thông trực giao riêng phần như trong trường hợp của phương án 2. Ngoài ra, bên thiết bị thu (trạm cơ sở) có thể thực hiện quy trình xử lý thu theo cùng một cách giống như khi bên thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) phát các tín hiệu SC-FDMA đến các dải tần số liên tục. Do đó, theo phương án hiện tại, thiết bị thu

(trạm cơ sở) có thể đạt được các hiệu quả phân tập không gian trong khi vẫn duy trì trong một dải tần số của các dải thông trực giao riêng phần mà không cần biết quy trình xử lý ánh xạ không liên tục giữa các Anten (giữa các tài nguyên không gian) của các thiết bị phát.

Sáng chế cũng có thể sử dụng phương pháp ánh xạ nhiều nhóm có các dải thông trực giao riêng phần để quay các trục Anten (hoặc định hướng Anten, vùng tài nguyên không gian) trong miền tần số như phương pháp ánh xạ các nhóm có các dải thông trực giao riêng phần tới nhiều Anten. FIG.13 thể hiện một trường hợp trong đó thiết bị đầu cuối ánh xạ nhiều nhóm (các nhóm #A, #B, #C, #D) tới các Anten #0 đến #2 (các tài nguyên không gian #0 đến #2) theo cách giống như cách các nhóm quay theo cùng một hướng của trục Anten (hoặc sự định hướng Anten, vùng tài nguyên không gian) theo thứ tự từ tần số thấp tới tần số cao. Cụ thể hơn, như được thể hiện trên Fig.13, thiết bị đầu cuối ánh xạ nhóm #A tới Anten #0 (tài nguyên không gian #0), ánh xạ nhóm #B tới Anten #1 (tài nguyên không gian #1), ánh xạ nhóm #C tới Anten #2 (tài nguyên không gian #2) và ánh xạ nhóm #D tới Anten #0 (tài nguyên không gian #0). Nghĩa là trên Fig.13, thiết bị đầu cuối ánh xạ các nhóm #A, #B, #C và #D để quay theo cùng hướng của trục Anten (hoặc định hướng Anten, vùng tài nguyên không gian) (nghĩa là theo hướng quay mà theo đó số Anten (số tài nguyên không gian) tăng một cách tuần hoàn như tần số tăng) theo thứ tự của các Anten #0, #1, #2, #0, Ngoài ra, như được thể hiện trên Fig.13, bốn nhóm #A, #B, #C và #D được ánh xạ đến các dải tần số liên tục khi được quan sát trong miền tần số của tất cả các Anten như trong trường hợp của FIG.12.

Do đó, do miền tần số của các Anten (các tài nguyên không gian) mà nhiều nhóm được ánh xạ đến đó được thiết lập một cách tuần hoàn, nên chỉ một phần của thông tin cấp phát tài nguyên tần số (các tài nguyên tần số liên tục hoặc các tài nguyên tần số không liên tục) cần được báo cáo tới nhiều Anten như là thông tin cấp phát tài nguyên tần số khi các nhóm được ánh xạ đến miền tần số của nhiều Anten. Do đó, có thể thu được những hiệu quả giống như phương án hiện tại trong khi giảm được lượng thông tin được yêu cầu để cấp phát các tài nguyên tần số tới các Anten tương ứng. Bằng cách dùng chung thông tin về hướng quay trên các trục Anten (vùng tài nguyên không gian) (ví dụ hướng quay mà số Anten (số tài nguyên không gian, số lớp) tăng (giảm) một cách có chu kỳ khi tần số tăng (giảm)) giữa trạm cơ sở và thiết bị đầu cuối,

thì chỉ một phần thông tin cấp phát tài nguyên tần số cần được báo cáo tới nhiều anten như là thông tin điều khiển từ trạm cơ sở tới thiết bị đầu cuối.

FIG.13 đã mô tả một trường hợp với hướng quay mà theo đó số anten (số tài nguyên không gian) mà mỗi nhóm được ánh xạ tuần hoàn tới tăng khi tần số tăng như một ví dụ. Tuy nhiên, theo sáng chế, hướng quay của trục anten (vùng tài nguyên không gian) trong miền tần số cũng có thể là một hướng quay mà theo hướng đó số anten (số tài nguyên không gian, số lớp) giảm tuần hoàn khi tần số tăng.

Ngoài ra, hướng quay của trục anten (tài nguyên không gian) cũng có thể được chuyển đổi cho từng dải tần số xác định (đơn vị dải con được ghép thành từ nhiều sóng mang con, đơn vị khối tài nguyên hoặc đơn vị nhóm khối tài nguyên hoặc giống như thế). Như một sự lựa chọn, hướng quay của trục anten (vùng tài nguyên không gian) cũng có thể được chuyển đổi cho từng đơn vị thời gian xác định (đơn vị ký hiệu, đơn vị khe, đơn vị khung con hoặc số truyền lại được thực hiện hoặc các đơn vị giống như thế). Như một sự lựa chọn, hướng quay của trục anten (vùng tài nguyên không gian) cũng có thể được chuyển đổi cho từng đơn vị thời gian tần số xác định được ghép thành từ các tài nguyên hai chiều của miền thời gian và miền tần số. Ví dụ, dải tần số được cấp phát tới một thiết bị đầu cuối có thể được chia thành hai phần và nhiều nhóm có các dải thông trực giao riêng phần có thể được ánh xạ đến nhiều anten theo hướng quay mà số (chỉ số) anten của một anten mà mỗi nhóm được ánh xạ tuần hoàn tăng khi tần số tăng trong một dải tần số và theo hướng quay mà số anten của một anten mà mỗi nhóm được ánh xạ tuần hoàn tới giảm khi tần số tăng trong dải tần số khác. Ngoài ra, khi, ví dụ, một từ mã được ghép lại từ nhiều ký hiệu được ánh xạ trên toàn bộ hai khe (ví dụ khe thứ nhất và khe thứ hai), nhiều nhóm có các dải thông trực giao riêng phần có thể được ánh xạ đến nhiều anten theo hướng quay mà số anten của một anten mà mỗi nhóm được ánh xạ tuần hoàn tới đó tăng khi tần số tăng trong khe thứ nhất và theo hướng quay mà số anten của một anten mà mỗi nhóm được ánh xạ tuần hoàn tới đó giảm khi tần số tăng trong khe thứ hai. Do đó, có thể tăng tính ngẫu nhiên của các kênh trong miền tần số (hoặc miền thời gian) trong khi vẫn duy trì mối quan hệ trực giao riêng phần trong mỗi nhóm và do đó cải thiện hơn nữa hiệu quả phân tập.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trên Fig.13 trong đó số anten của một anten mà mỗi nhóm được ánh xạ được quay theo cùng một hướng của trục anten (hoặc định hướng anten, vùng tài nguyên không gian) theo thứ tự từ tần số thấp nhất và

nhiều nhóm được ánh xạ đến các anten (các tài nguyên không gian). Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể được sửa lại cho thích ứng để số anten của một anten mà mỗi nhóm được ánh xạ được quay theo cùng một hướng của trục anten (hoặc định hướng anten, vùng tài nguyên không gian) theo thứ tự từ một tần số cao hơn và nhiều nhóm được ánh xạ đến các anten (các tài nguyên không gian).

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trên Fig.13 trong đó thiết bị đầu cuối ánh xạ các nhóm đến nhiều anten trên toàn bộ các dải tần số liên tục trong khi quay bốn nhóm từ #A đến #D trong các anten khác nhau (các anten #0 đến #2) là một ví dụ. Tuy nhiên, theo sáng chế, thiết bị đầu cuối cũng có thể ánh xạ các nhóm đến các dải tần số không liên tục trên nhiều anten trong khi quay các nhóm trong số các anten khác nhau theo cùng một cách giống như trên Fig.11. Nghĩa là trên Fig.13, có thể có một dải tần số trống (dải tần số mà không có nhóm nào được cấp phát đến) giữa các nhóm bất kỳ; giữa nhóm #A của anten #0 và nhóm #B của anten #1, giữa nhóm #B của anten #1 và nhóm #C của anten #2 và giữa nhóm #C của anten #2 và nhóm #D của anten #0.

Phương án 4

Phương pháp phân chia 1-4 của phương án 1 đã mô tả một trường hợp trong đó bộ chia 111 (FIG.1) chia một tín hiệu SC-FDMA cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' nằm trong các trường hợp từ (1) đến (5) được thể hiện dưới đây.

(1) Lũy thừa của số nguyên tố x_0 :

$$N' = x_0^{a_0} \text{ (trong đó } a_0 \text{ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1)}$$

(2) lũy thừa của một tích của ít nhất hai số nguyên tố (hai hoặc nhiều hơn hai số nguyên tố) trong các số số nguyên tố $x_0, x_1, x_2, \dots$:

$$N' = (x_0 * x_1)^{b_0} \text{ (trong đó } b_0 \text{ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1)}$$

(3) một bội của một lũy thừa của một tích của ít nhất hai số nguyên tố (hai hoặc nhiều hơn hai số nguyên tố) trong các số nguyên tố $x_0, x_1, x_2, \dots$:

$$N' = p_0 (x_0 * x_1)^{b_0} \text{ (trong đó } p_0 \text{ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1)}$$

(4) một tích của ít nhất hai (hai hoặc nhiều hơn) trong các một lũy thừa $x_0^{c_0}, x_1^{c_1}, \dots$ ($c_0, c_1, \dots$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 0, tuy nhiên ít nhất một trong các số $c_0, c_1, \dots$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của các số nguyên tố $x_0, x_1, \dots$:

$$N' = x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots$$

(5) một bội của một tích các lũy thừa của các số nguyên tố $x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots$:

$N' = p_0(x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots)$ (trong đó p_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1)

Ở đây, một tích của các số nguyên tố (ví dụ $(x_0 * x_1)$) hoặc một tích của các lũy thừa của các số nguyên tố (ví dụ $(x_0^{c_0} * x_1^{c_1})$) được biểu diễn bởi một số hữu hạn các giá trị bằng hoặc lớn hơn 2 (ví dụ hai trị số của x_0 và x_1 hoặc hai trị số của $x_0^{c_0}$ và $x_1^{c_1}$). Nghĩa là khi một số nguyên tố là cơ số của một lũy thừa được biểu diễn bởi x_i ($i=0$ đến $M-1$) và mũ của lũy thừa được biểu diễn bởi c_i ($i=0$ đến $M-1$), M là một giá trị hữu hạn thể hiện một số nguyên tố lớn hơn hoặc bằng 2.

Phương án hiện tại khác với phương pháp phân chia 1-4 trong phương án 1 ở chỗ các hệ số của các lũy thừa (nghĩa là các số mũ của các lũy thừa) $c_0, c_1, \dots, c_{M-1}$ được lấy liên quan tới các cơ số của các lũy thừa (nghĩa là các số nguyên tố) $x_0, x_1, \dots, x_{M-1}$ trong phương pháp phân chia sử dụng độ dài vector N' trong (4) ở trên và độ dài vector N' trong (5) đã mô tả trong phương pháp phân chia 1-4 của phương án 1.

Cụ thể hơn, khi cơ số (số nguyên tố) của một lũy thừa được biểu diễn bởi x_i ($i=0$ đến $M-1$) và số mũ của lũy thừa theo đó được biểu diễn bởi c_i ($i=0$ đến $M-1$), thì bộ điều khiển 106 (FIG.1) của thiết bị đầu cuối 100 theo phương án hiện tại mà thiết lập giá trị của c_i tương ứng với x_i là một giá trị bằng hoặc nhỏ hơn số mũ của lũy thừa có cơ số lớn hơn cho tích của các lũy thừa $x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots * x_{M-1}^{c_{M-1}}$ khi giá trị của x_i tăng. Nghĩa là khi cơ số (số nguyên tố) của lũy thừa có mối quan hệ $x_i < x_{i'}$ ($i \neq i'$), thì bộ điều khiển 106 thiết lập số mũ c_i tương ứng với cơ số của một lũy thừa x_i sao cho sao cho $c_i \geq c_{i'}$ ($i \neq i'$). Bởi vậy, khi các cơ số của một lũy thừa có mối quan hệ $x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_{M-1}$, thì bộ điều khiển 106 thiết lập các số mũ tương ứng với các cơ số của các lũy thừa để có mối quan hệ $c_0 \geq c_1 \geq c_2 \geq \dots \geq c_{M-1}$. Bộ điều khiển 106 tính toán độ dài vector $N' = x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots * x_{M-1}^{c_{M-1}}$ (tương ứng với độ dài vector N' trong (4) của phương pháp phân chia 1-4) hoặc độ dài vector $N' = p_0(x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots * x_{M-1}^{c_{M-1}})$ (tương ứng với độ dài vector N' trong (5) của phương pháp phân chia 1-4). Bộ chia 111 sau đó chia tín hiệu SC-FDMA cho độ dài vector N' hoặc ngoài ra cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng. Nghĩa là bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA cho một dải thông trực giao riêng phần tương ứng với độ dài vector N' trong đó giá trị của số mũ c_i của lũy thừa xác định $x_i^{c_i}$ (i là một trong số các số từ 0 đến $(M-1)$) trong số nhiều lũy thừa ($x_0^{c_0}, x_1^{c_1}, \dots, x_{M-1}^{c_{M-1}}$) cấu thành một tích ($x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots * x_{M-1}^{c_{M-1}}$) của các lũy thừa biểu diễn độ dài vector N' mà bằng hoặc nhỏ hơn giá trị của số mũ $c_{i'}$ của một lũy thừa khác $x_{i'}^{c_{i'}}$ có một cơ số nhỏ hơn cơ số x_i của lũy thừa xác định $x_i^{c_i}$ (nghĩa là một lũy thừa

tương ứng với $x_{i'} < x_i$, trong đó $i' \neq i$) và bằng hoặc lớn hơn giá trị của số mũ $c_{i'}$ của một lũy thừa khác $x_{i'}^{c_{i'}}$ có một cơ số lớn hơn cơ số x_i của lũy thừa xác định $x_i^{c_i}$ (nghĩa là một lũy thừa tương ứng với $x_{i'} > x_i$, trong đó $i' \neq i$). Bộ ánh xạ 112 ánh xạ các nhóm được sinh ra nhờ chia tín hiệu SC-FDMA đến các dải tần số không liên tục.

Do đó, có thể tăng số tổ hợp của các vector cột trực giao riêng phần có chu kỳ ngắn hơn trong mỗi nhóm của một dải trực giao riêng phần (độ dài) biểu diễn bởi phương trình 1 và phương trình 2 và nhờ đó giảm hơn nữa ISI.

Sau đây, một trường hợp sẽ được mô tả làm ví dụ trong đó độ dài vector N' ($=x_0^{c_0} * x_1^{c_1} * \dots * x_{M-1}^{c_{M-1}}$) trong (4) của phương pháp phân chia 1-4 của phương án 1 được sử dụng. Ở đây, giả thiết $M=3$ và cơ số của mỗi lũy thừa là $x_0=2$, $x_1=3$, $x_2=5$ (nghĩa là $x_0 < x_1 < x_2$). Ngoài ra, một sự so sánh sẽ được thực hiện trong số các vector cột trực giao riêng phần với nhau trong các nhóm trong trường hợp mà số mũ là $c_0 < c_1 < c_2$ (ví dụ 1) và $c_0 \geq c_1 \geq c_2$ (ví dụ 2, nghĩa là phương án hiện tại).

Đầu tiên, một trường hợp với $c_0=0$, $c_1=1$, $c_2=2$ ($c_0 < c_1 < c_2$) sẽ được mô tả làm ví dụ 1. Trong trường hợp này, thiết bị đầu cuối 100 chia một tín hiệu SC-FDMA và sinh ra một nhóm có độ dài vector $N'=2^0 * 3^1 * 5^2=75$. Ở đây, trong nhóm của độ dài vector $N'=75$, các vector cột có các chu kỳ là 1, 3, 5, 15, 25 và 75 trực giao riêng phần với nhau. Bởi vậy, số vector cột mà trực giao riêng phần với nhau trong nhóm này là 6.

Mặt khác, một trường hợp với $c_0=2$, $c_1=1$, $c_2=1$ sẽ được mô tả làm trường hợp ví dụ 2 (nghĩa là phương án hiện tại). Trong trường hợp này, thiết bị đầu cuối 100 chia một tín hiệu SC-FDMA và sinh ra một nhóm có độ dài vector $N'=2^2 * 3^1 * 5^1=60$. Ở đây, trong nhóm có độ dài vector $N'=60$, các vector cột có các chu kỳ là 1, 2, 3, 4, 5, 6, 10, 12, 15, 20, 30 và 60 trực giao riêng phần với nhau. Bởi vậy, số của các vector cột mà trực giao riêng phần với nhau trong nhóm này là 12.

Khi ví dụ 1 được so sánh với ví dụ 2, trong đó (ví dụ 2: phương án hiện tại), kích thước nhóm ($N'=60$) của nhóm nhỏ hơn kích thước nhóm ($N'=75$) của nhóm trong ví dụ 1, nhưng có thể tạo ra nhiều hơn các vector cột trực giao riêng phần với nhau trong nhóm này. Nghĩa là khi kích thước nhóm (ở đây là độ dài vector N') tăng, thì nói chung có thể tăng số vector cột của ma trận DFT mà trực giao riêng phần với nhau trong nhóm, trong khi phương án hiện tại có thể tăng số tổ hợp các vector cột mà có chu kỳ ngắn hơn và trực giao riêng phần với nhau trong nhóm. Do đó, thậm chí khi dải thông của nhóm hẹp (thậm chí khi độ dài của nhóm ngắn), thì số vector của trực

giao riêng phần trong nhóm vẫn có thể tăng. Bởi vậy, so với phương pháp phân chia 1-4 trong phương án 1, phương án hiện tại có thể giảm hơn nữa ISI gây bởi sự tổn hao tính trực giao của ma trận DFT trong nhóm.

Theo sáng chế, phương pháp phân chia nhờ sử dụng mối quan hệ giữa cơ số của lũy thừa ($x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_{M-1}$) và số mũ của lũy thừa ($c_0 \geq c_1 \geq c_2 \geq \dots \geq c_{M-1}$) có thể được áp dụng cho tất cả các kích thước. Khi, ví dụ, hai nhóm được sinh ra từ một tín hiệu SC-FDMA (phổ) được sinh ra qua quy trình xử lý DFT với $N=420$ điểm, thiết bị đầu cuối này có thể chia tín hiệu SC-FDMA này sau khi thiết lập các kích thước nhóm của hai nhóm là 360 và 60 tương ứng và ánh xạ hai nhóm này đến các dải tần không liên tục. Ở đây, do 360 và 60 có thể được biểu diễn bằng $360=2^3 \cdot 3^2 \cdot 5^1$ và $60=2^2 \cdot 3^1 \cdot 5^1$, cả hai kích thước nhóm đều đáp ứng điều kiện (mối quan hệ giữa cơ số của lũy thừa ($x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_{M-1}$) và số mũ của lũy thừa ($c_0 \geq c_1 \geq c_2 \geq \dots \geq c_{M-1}$)) trong phương án hiện tại. Điều này có thể làm tăng số vector cột của ma trận DFT có mối quan hệ trực giao riêng phần trong tất cả các nhóm và nhờ đó giảm hơn nữa ISI gây bởi sự tổn hao tính trực giao của ma trận DFT trong tất cả các dải tần được cấp phát không liên tục.

Ngoài ra, theo sáng chế, khi, ví dụ, cơ số của lũy thừa là $x_0 < x_1 < \dots < x_{M'-1}$ và số mũ của lũy thừa là $c_0 \geq c_1 \geq \dots \geq c_{M'-1}$, thì thiết bị đầu cuối có thể thiết lập độ dài vector N' ($=x_0^{c_0} \cdot x_1^{c_1} \cdot \dots \cdot x_{M'-1}^{c_{M'-1}} < N$) thành đơn vị chia tối thiểu X khi sinh ra các nhóm. Ở đây, M' là một số hữu hạn thể hiện một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 2. Thiết bị đầu cuối này (bộ chia 111) có thể sinh ra nhiều nhóm bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA cho dải thông trực giao riêng phần của bội số $p_0 X$ (trong đó p_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của đơn vị chia tối thiểu X đó.

Do đó, có thể tạo ra các mối quan hệ trực giao (riêng phần) trong tất cả các nhóm trong độ dài vector của đơn vị chia tối thiểu X trong đó một số lớn hơn các vector cột trong mối quan hệ trực giao riêng phần có thể được đảm bảo. Ngoài ra, với một nhóm có kích thước nhóm là $p_0 X$ ($p_0 \geq 2$) lớn hơn đơn vị chia tối thiểu X , có thể tạo ra số mối quan hệ trực giao riêng phần lớn hơn số vector cột mà có mối quan hệ trực giao riêng phần trong độ dài của đơn vị chia tối thiểu X giữa các vector cột trong nhóm. Nghĩa là có thể đảm bảo thu được hiệu quả giảm ISI như đơn vị chia tối thiểu X trong tất cả các nhóm được sinh ra nhờ chia tín hiệu SC-FDMA. Ngoài ra, bằng cách dùng chung đơn vị chia tối thiểu X giữa trạm cơ sở và thiết bị đầu cuối trong trường hợp này,

chỉ số nhân p_0 được báo cáo từ trạm cơ sở tới thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối tới trạm cơ sở này) làm thông tin điều khiển về phân chia. Điều này cho phép lượng thông tin được yêu cầu để báo cáo thông tin điều khiển giảm xuống.

Ngoài ra, khi thiết lập đơn vị chia tối thiểu X (độ dài vector N')= $x_0^{c0} * x_1^{c1} * \dots * x_{M'-1}^{cM'-1}$ ($< N$) trong khi sinh ra các nhóm, chia tín hiệu SC-FDMA với bội $p_0 X$ (trong đó p_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) của đơn vị chia tối thiểu X đó và sinh ra nhiều nhóm, sáng chế cũng có thể biểu diễn số nhân p_0 bằng một tích của các lũy thừa nhờ sử dụng một tổ hợp ($x_0, x_1, \dots, x_{M'-1}$) của đơn vị chia tối thiểu X và cùng một cơ sở của lũy thừa (số nguyên tố). Nghĩa là sáng chế cũng có thể thiết lập số nhân p_0 biểu diễn bởi $p_0 = x_0^{d0} * x_1^{d1} * \dots * x_{M'-1}^{dM'-1}$ ($d_0, d_1, \dots, d_{M'-1}$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 0, trong đó ít nhất một trong $d_0, d_1, \dots, d_{M'-1}$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1). Nghĩa là thiết bị đầu cuối (bộ chia) chia tín hiệu SC-FDMA cho dải thông trực giao riêng phần tương ứng với bội $p_0 X$ được tính bằng cách nhân đơn vị chia tối thiểu X với số nhân p_0 biểu diễn bởi một tích ($x_0^{d0} * x_1^{d1} * \dots * x_{M'-1}^{dM'-1}$) của các lũy thừa nhờ sử dụng một tổ hợp ($x_0, x_1, \dots, x_{M'-1}$) của cùng một cơ sở làm tổ hợp ($x_0, x_1, \dots, x_{M'-1}$) của nhiều cơ sở của các lũy thừa cấu thành một tích của các lũy thừa ($x_0^{c0} * x_1^{c1} * \dots * x_{M'-1}^{cM'-1}$) biểu diễn đơn vị chia tối thiểu X . Khi số nhân p_0 được thiết lập theo cách này, kích thước của nhóm được sinh ra trong độ dài (dải thông) gấp p_0 lần đơn vị chia tối thiểu X có thể được biểu diễn bởi $p_0 X = x_0^{(c0+d0)} * x_1^{(c1+d1)} * \dots * x_{M'-1}^{(c(M'-1)+d(M'-1))}$. Nghĩa là trong nhóm đó, có thể tăng số tổ hợp của các vector cột trực giao riêng phần có tính phân cấp trong các độ dài lũy thừa của x_0 , lũy thừa của $x_1, \dots$, lũy thừa của $x_{M'-1}$. Bằng cách này, có thể tạo ra các mối quan hệ trực giao riêng phần giữa các vector cột của ma trận DFT trong một chu kỳ của lũy thừa của x_i ($i=0$ đến $M'-1$) trong tất cả các nhóm được sinh ra bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA và nhờ đó cải thiện hơn hiệu quả giảm ISI trong nhóm có độ dài (dải thông) $p_0 X$.

Ngoài ra, trong phương pháp thiết lập đã được đề cập ở trên số nhân $p_0 = x_0^{d0} * x_1^{d1} * \dots * x_{M'-1}^{dM'-1}$ ($d_0, d_1, \dots, d_{M'-1}$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 0, trong đó ít nhất một trong các số $d_0, d_1, \dots, d_{M'-1}$ là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1) theo sáng chế, thiết bị đầu cuối có thể thiết lập cho số mũ d_i , mà tương ứng với nhiều lũy thừa cấu thành một tích của các lũy thừa biểu diễn số nhân p_0 , một giá trị bằng hoặc một giá trị nhỏ hơn khi giá trị của x_i tăng cho các cơ sở của các lũy thừa ($x_0, x_1, \dots, x_{M'-1}$) và các số mũ của các lũy thừa ($d_0, d_1, \dots, d_{M'-1}$). Nghĩa là khi cơ sở của

lũy thừa (số nguyên tố) của số nhân p_0 có mỗi quan hệ $x_i < x_{i'} (i \neq i')$, thì thiết bị đầu cuối thiết lập số mũ d_i tương ứng với cơ số x_i để thỏa mãn $d_i \geq d_{i'} (i \neq i')$. Bởi vậy, khi cơ số của lũy thừa của số nhân p_0 có mỗi quan hệ $x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_{M'-1}$, thì thiết bị đầu cuối có thể thiết lập số nhân p_0 để các số mũ có mỗi quan hệ $d_0 \geq d_1 \geq d_2 \geq \dots \geq d_{M'-1}$. Nghĩa là thiết bị đầu cuối (bộ chia) chia tín hiệu SC-FDMA cho dải thông trực giao riêng phần tương ứng với bội $p_0 X$ được tính toán bằng cách nhân đơn vị chia tối thiểu X với số nhân p_0 trong số nhiều lũy thừa cấu thành một tích của các lũy thừa ($x_0^{d_0} * x_1^{d_1} * \dots * x_{M'-1}^{d_{M'-1}}$) biểu diễn số nhân p_0 , giá trị số mũ d_i của lũy thừa xác định $x_i^{d_i}$ trở thành bằng hoặc nhỏ hơn giá trị số mũ $d_{i'}$ của một lũy thừa $x_{i'}^{d_{i'}}$ có cơ số nhỏ hơn cơ số x_i của lũy thừa xác định $x_i^{d_i}$ (nghĩa là lũy thừa tương ứng với $x_{i'} < x_i$, trong đó $i' \neq i$) và trở thành bằng hoặc lớn hơn giá trị số mũ $d_{i''}$ của một lũy thừa $x_{i''}^{d_{i''}}$ có cơ số lớn hơn cơ số x_i của lũy thừa xác định $x_i^{d_i}$ (nghĩa là lũy thừa tương ứng với $x_{i''} > x_i$, trong đó $i'' \neq i$).

Điều này cho phép mỗi quan hệ $(c_0 + d_0) \geq (c_1 + d_1) \geq \dots \geq (c_{M'-1} + d_{M'-1})$ được tạo ra với một nhóm mà độ dài của nó (dải thông) có thể được biểu diễn bởi $p_0 X = x_0^{(c_0 + d_0)} * x_1^{(c_1 + d_1)} * \dots * x_{M'-1}^{(c_{M'-1} + d_{M'-1})}$. Nghĩa là trong một nhóm có độ dài (dải thông) $p_0 X$, có thể tăng số tổ hợp của các vector cột mà có chu kỳ ngắn hơn và trực giao riêng phần có tính phân cấp với nhau. Điều này khiến nó có thể tạo ra các mối quan hệ trực giao riêng phần giữa các vector cột của ma trận DFT thậm chí trong một chu kỳ của một lũy thừa của x_i ($i=0$ đến $M'-1$) trong tất cả các nhóm được sinh ra bằng cách chia một tín hiệu SC-FDMA và nhờ đó giảm hơn nữa ISI.

FIG.14 thể hiện kích thước nhóm N' giả thiết $M=3$ và đơn vị chia tối thiểu $X=12=2^2 * 3^1 * 5^0$ (nghĩa là $x_0(=2) < x_1(=3) < x_2(=5)$, $c_0(=2) \geq c_1(=1) \geq c_2(=0)$) trong đó số nhân $p_0 = x_0^{d_0} * x_1^{d_1} * \dots * x_{M'-1}^{d_{M'-1}}$ có mỗi quan hệ $x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_{M'-1}$ và $d_0 \geq d_1 \geq d_2 \geq \dots \geq d_{M'-1}$ (trong đó $M'=3$). FIG.14 thể hiện một trường hợp với $M=M' (=3)$ làm ví dụ, nhưng cũng có thể áp dụng $M \neq M'$. Ví dụ, trong trường hợp với số #3 được thể hiện trên Fig.14, do số nhân $p_0 = 6 = 2^1 * 3^1 * 5^0$, kích thước nhóm $N' = p_0 X = 72 = 2^3 * 3^2 * 5^0$, thỏa mãn mỗi quan hệ $(c_0 + d_0)(=3) \geq (c_1 + d_1)(=2) \geq (c_2 + d_2)(=0)$. Nghĩa là trong một nhóm có độ dài vector $N'=72$, có thể tạo ra các tổ hợp của các vector cột mà có chu kỳ ngắn hơn như là 2, 3, 4, 6, 8, 9, ... và trong đó các vector cột của ma trận DFT được làm cho trực giao riêng phần có tính phân cấp trong các độ dài của một lũy thừa của 2, lũy thừa của 3, lũy thừa của 4, ...

Ngoài ra, như được mô tả trong phương pháp phân chia 1-3 của phương án 1,

khi tín hiệu SC-FDMA được chia cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là một bội của của một số nguyên tố ($N' = a_0 x_0$ (trong đó số nguyên tố là x_0 , hệ số a_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1)), nghĩa là khi tín hiệu SC-FDMA được chia với giả thiết rằng x_0 là một đơn vị chia tối thiểu và rằng kích thước nhóm của mỗi nhóm là một độ dài tương ứng với một bội của đơn vị chia tối thiểu, số nhân (hệ số a_0) có thể là lũy thừa $x_0^{d_0}$ của số nguyên tố x_0 (ở đây, d_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 0). Điều này có thể làm tăng số tổ hợp của các vector cột mà trực giao riêng phần có tính phân cấp trong một chu kỳ của một lũy thừa của x_0 trong một nhóm có độ dài là $a_0 x_0 (= x_0^{d_0+1})$ và nhờ đó giảm nhiều hơn nữa ISI so với phương pháp phân chia 1-3 của phương án 1.

Ngoài ra, như được mô tả trong phương pháp phân chia 1-3 của phương án 1, khi tín hiệu SC-FDMA được chia cho độ rộng dải tần trực giao riêng phần B' tương ứng với độ dài vector N' mà là một bội của của một tích của hai hoặc nhiều hơn các số nguyên tố (ví dụ $N' = b_0(x_0 * x_1)$ (trong đó x_0 và x_1 là các số nguyên tố, hệ số b_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 1)), nghĩa là khi tín hiệu SC-FDMA được chia sử dụng $(x_0 * x_1)$ làm đơn vị chia tối thiểu và giả thiết kích thước của mỗi nhóm là một độ dài tương ứng với một bội của đơn vị chia tối thiểu này, số nhân (hệ số b_0) có thể là lũy thừa $(x_0 * x_1)^{d_0}$ của một tích $(x_0 * x_1)$ của các số nguyên tố (ở đây, d_0 là một số nguyên tố bằng hoặc lớn hơn 0). Điều này có thể làm tăng số tổ hợp của các vector cột mà trực giao riêng phần có tính phân cấp trong một chu kỳ của các lũy thừa của x_0 , x_1 và $(x_0 * x_1)$ của một nhóm có độ dài là $b_0(x_0 * x_1) (= (x_0 * x_1)^{d_0+1})$ và nhờ đó giảm nhiều hơn nữa ISI so với phương pháp phân chia 1-3 của phương án 1.

Phương án 5

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án 1 và phương án 4 trong đó như được thể hiện trên Fig.1, bộ chia được kết nối với bộ DFT của thiết bị đầu cuối, tín hiệu đầu ra (dữ liệu đầu ra DFT) của bộ DFT được chia trực tiếp bằng cách sử dụng phương pháp phân chia đề cập ở trên và nhờ đó nhiều nhóm được sinh ra. Ngược lại, phương án hiện tại sẽ mô tả một trường hợp trong đó một bộ dịch được lắp giữa bộ DFT và bộ chia. Cụ thể hơn, thiết bị đầu cuối theo phương án hiện tại khiến cho bộ dịch dịch tần số một cách tuần hoàn tín hiệu đầu ra DFT (tín hiệu SC-FDMA (phổ)) được xuất ra từ bộ DFT, chia tín hiệu SC-FDMA sau khi dịch tần số tuần hoàn cho một trong số các dải thông trực giao riêng phần (các độ dài) và sinh ra nhiều nhóm.

FIG.15 thể hiện một cấu hình của một thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) theo phương án hiện tại. Trong thiết bị đầu cuối 300 được thể hiện trên Fig.15, các thành phần giống như các thành phần trong phương án 1 (FIG.1) sẽ cùng được gán cho các số chỉ dẫn giống nhau và các phần mô tả cho chúng sẽ được bỏ qua các phần mô tả cho chúng sẽ được bỏ qua.

Bộ dịch 301 thu một tín hiệu miền tần số (Tín hiệu SC-FDMA) được sinh ra nhờ áp dụng quy trình xử lý DFT với một chuỗi ký hiệu miền thời gian từ bộ DFT 110 làm đầu vào và thu một tổng của độ dịch (tổng độ dịch chu kỳ tuần hoàn) trong một miền tần số thiết lập bởi trạm cơ sở (hoặc thiết bị đầu cuối 300) từ bộ điều khiển 106 làm đầu vào. Bộ dịch 301 sau đó dịch tần số một cách tuần hoàn tín hiệu SC-FDMA được nhập vào từ bộ DFT 110 trong một dải DFT (DFT kích thước N) trong quy trình xử lý DFT bằng bộ DFT 110 tùy theo tổng độ dịch tuần hoàn được nhập vào từ bộ điều khiển 106. Nghĩa là bộ dịch 301 áp dụng việc dịch tần số tuần hoàn cho tín hiệu SC-FDMA trong dải DFT. Bộ dịch 301 cũng có thể được tạo cấu hình để không dịch tần số một cách tuần hoàn tín hiệu SC-FDMA (phổ) của tín hiệu dẫn đường của chuỗi mà trong đó ký hiệu dữ liệu và ký hiệu điều khiển được nhập vào bộ dịch 301 được dồn kênh thời gian. Bộ dịch 301 xuất tín hiệu SC-FDMA được dịch tần số một cách tuần hoàn tới bộ chia 111. Chi tiết của quy trình xử lý dịch tần số tuần hoàn trên tín hiệu SC-FDMA (phổ) bằng bộ dịch 301 sẽ được mô tả sau.

Bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA được dịch tần số một cách tuần hoàn được nhập vào từ bộ dịch 301 cho độ dài trực giao riêng phần (độ dài vectơ) N' và sinh ra nhiều nhóm bằng cách sử dụng một trong các phương pháp như được mô tả trong các phương án được đề cập ở trên (ví dụ phương án 1 hoặc phương án 4).

Tiếp theo, FIG.16 thể hiện cấu hình của một thiết bị thu (trạm cơ sở) theo phương án hiện tại. Trạm cơ sở 400 được thể hiện trên Fig.16 xác định sự cấp phát các tài nguyên tần số đường lên, các thông số (kích thước nhóm và số các nhóm hoặc các thông số tương tự) về sự chia phổ ở mỗi thiết bị đầu cuối và tổng của độ dịch tần số tuần hoàn và báo cáo thông tin định trước tới mỗi thiết bị đầu cuối như là thông tin cần được báo cáo. Trạm cơ sở 400 cũng có thể báo cáo thông tin về sự cấp phát tài nguyên tần số bằng cách tính đến các ảnh hưởng của sự chia phổ và tổng độ dịch tần số tuần hoàn dựa trên các thông số về sự chia phổ đến thiết bị đầu cuối. Mỗi thiết bị đầu cuối (thiết bị đầu cuối 300) sau đó chia tín hiệu SC-FDMA được dịch tần số một cách

tuần hoàn (phổ) dựa trên các thông số về sự chia phổ được chứa trong thông tin được báo cáo từ trạm cơ sở 400.

Trong cấu hình của thiết bị thu (trạm cơ sở 400) được thể hiện trên Fig.16, cấu hình ngoại trừ bộ dịch đảo 408, nghĩa là cấu hình mà trong đó một tín hiệu đầu ra từ bộ kết hợp 407 được nhập trực tiếp vào bộ IDFT 409 tương ứng với cấu hình của thiết bị thu (trạm cơ sở) (không được thể hiện) của phương án 1.

Thiết bị thu (trạm cơ sở 400) được thể hiện trên Fig.16 bao gồm anten 401, bộ thu vô tuyến 402, bộ loại bỏ CP 403, bộ FFT 404, bộ ánh xạ ngược 405, bộ FDE 406, bộ kết hợp 407, bộ dịch đảo 408, bộ IDFT 409, bộ giải điều biến 410, bộ giải mã 411, bộ đo 412, bộ lập lịch biểu 413, bộ điều khiển 414, bộ sinh 415, bộ mã hóa 416, bộ điều biến 417 và bộ phát vô tuyến 418.

Bộ thu vô tuyến 402 của trạm cơ sở 400 thu một tín hiệu C-SC-FDMA đường lên được phát từ mỗi thiết bị đầu cuối theo anten 401 và áp dụng quy trình xử lý thu như là chuyển đổi xuống, chuyển đổi A/D cho tín hiệu C-SC-FDMA. Bộ thu vô tuyến 402 xuất tín hiệu C-SC-FDMA đã trải qua quy trình xử lý thu tới bộ loại bỏ CP 403.

Bộ loại bỏ CP 403 loại bỏ CP được cộng thêm ở đầu của tín hiệu C-SC-FDMA được nhập vào từ bộ thu vô tuyến 402 và xuất tín hiệu C-SC-FDMA sau khi loại bỏ CP tới bộ FFT (Biến đổi Fourier nhanh) 404.

Bộ FFT 404 áp dụng FFT cho tín hiệu C-SC-FDMA sau khi loại bỏ CP được nhập vào từ bộ loại bỏ CP 403 để chuyển đổi tín hiệu C-SC-FDMA thành các tín hiệu C-SC-FDMA miền tần số, nghĩa là các thành phần sóng mang con (các thành phần tần số trực giao). Bộ FFT 404 xuất các thành phần sóng mang con sau FFT tới bộ ánh xạ ngược 405. Ngoài ra, khi một thành phần sóng mang con sau FFT là một tín hiệu dẫn đường, bộ FFT 404 xuất thành phần sóng mang con tới bộ đo 412.

Bộ ánh xạ ngược 405 ánh xạ ngược (tách) một tín hiệu C-SC-FDMA (tín hiệu dữ liệu) được cấp phát tới mỗi thành phần sóng mang con (thành phần tần số trực giao) của một tài nguyên tần số được sử dụng bởi một thiết bị đầu cuối đích từ các thành phần sóng mang con được nhập vào từ bộ FFT 404 dựa trên thông tin ánh xạ tài nguyên tần số của thiết bị đầu cuối được nhập vào từ bộ điều khiển 414. Bộ ánh xạ ngược 405 sau đó xuất tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ ngược tới bộ FDE 406.

Bộ FDE 406 tính toán một trọng số FDE dựa trên một giá trị đánh giá về độ khuếch đại kênh tần số giữa mỗi thiết bị đầu cuối và trạm cơ sở 400 được đánh giá bởi

một bộ đánh giá (không được thể hiện) và cân bằng các tín hiệu C-SC-FDMA được nhập vào từ bộ ánh xạ ngược 405 trong miền tần số bằng cách sử dụng trọng số FDE được tính toán. Bộ FDE 406 sau đó xuất tín hiệu sau FDE này tới bộ kết hợp 407.

Bộ kết hợp 407 kết hợp các tín hiệu C-SC-FDMA (nghĩa là các tín hiệu C-SC-FDMA (phổ) sau FDE được ghép lại từ nhiều nhóm) được nhập vào từ bộ FDE 406 trong miền tần số dựa trên kích thước nhóm và số các nhóm được nhập vào từ bộ điều khiển 414. Bộ kết hợp 407 sau đó xuất tín hiệu C-SC-FDMA được kết hợp này tới bộ dịch đảo 408.

Bộ dịch đảo 408 dịch tần số một cách tuần hoàn theo chiều ngược với chiều của bộ dịch 301 của thiết bị đầu cuối 300 (nghĩa là dịch tần số tuần hoàn ngược) tín hiệu C-SC-FDMA (phổ) được kết hợp sau FDE tùy theo tổng độ dịch tần số tuần hoàn được nhập vào từ bộ điều khiển 414 (tổng độ dịch tần số tuần hoàn bằng với tổng độ dịch tần số tuần hoàn được sử dụng bởi bộ dịch 301 của thiết bị đầu cuối 300). Khi, ví dụ, tổng độ dịch tần số tuần hoàn của bộ dịch 301 của thiết bị đầu cuối 300 là $+z(-z)$, bộ dịch đảo 408 của trạm cơ sở 400 thực hiện dịch tần số tuần hoàn $-z(+z)$ trên tín hiệu được kết hợp sau FDE. Bộ dịch đảo 408 sau đó xuất tín hiệu C-SC-FDMA sau khi dịch tần số tuần hoàn đảo này tới bộ IDFT 409.

Bộ IDFT 409 áp dụng quy trình xử lý IDFT cho tín hiệu C-SC-FDMA được nhập vào từ bộ dịch đảo 408 (tín hiệu C-SC-FDMA (phổ) được kết hợp sau FDE và đã trải qua quy trình dịch tần số tuần hoàn đảo) và nhờ đó biến đổi tín hiệu C-SC-FDMA này thành một tín hiệu miền tần số. Bộ IDFT 409 sau đó xuất tín hiệu miền tần số này tới bộ giải điều biến 410.

Bộ giải điều biến 410 giải điều biến tín hiệu miền tần số được nhập vào từ bộ IDFT 409 dựa trên thông tin MCS (biểu đồ điều biến) được nhập vào từ bộ lập lịch biểu 413 và xuất tín hiệu được giải điều biến này tới bộ giải mã 411.

Bộ giải mã 411 giải mã tín hiệu được nhập vào từ bộ giải điều biến 410 dựa trên thông tin MCS (tốc độ mã hóa) được nhập vào từ bộ lập lịch biểu 413 và xuất tín hiệu được giải mã này làm chuỗi bit được thu.

Mặt khác, bộ đo 412 đo chất lượng kênh của mỗi thiết bị đầu cuối trong miền tần số, ví dụ, SINR (Tỷ lệ công suất tín hiệu với nhiễu cộng ồn) cho mỗi sóng mang con của mỗi thiết bị đầu cuối bằng cách sử dụng các tín hiệu dẫn đường (các tín hiệu dẫn đường được phát từ thiết bị đầu cuối) được chứa trong các thành phần sóng mang

con được nhập vào từ bộ FFT 404 và nhờ đó sinh ra thông tin chất lượng kênh (CQI) của thiết bị đầu cuối. Bộ đo 412 sau đó xuất CQI của mỗi thiết bị đầu cuối tới bộ lập lịch biểu 413.

Bộ lập lịch biểu 413 tính toán độ ưu tiên cấp phát tài nguyên tần số dùng chung các đường lên (PUSCH: Kênh dùng chung đường lên vật lý) cho mỗi thiết bị đầu cuối bằng sử dụng thông tin được nhập vào về QoS (chất lượng của dịch vụ) hoặc các thông tin loại này của thiết bị đầu cuối. Bộ lập lịch biểu 413 sau đó cấp phát mỗi sóng mang con (hoặc khối tài nguyên tần số RB được ghép lại từ nhiều sóng mang con) cho mỗi thiết bị đầu cuối bằng cách sử dụng độ ưu tiên được tính toán và CQI được nhập vào từ bộ đo 412. PF (độ cân bằng tỷ lệ) hoặc các thông số giống như vậy có thể được sử dụng làm một thuật toán sử dụng để cấp phát các tài nguyên tần số. Ngoài ra, bộ lập lịch biểu 413 xuất thông tin cấp phát tài nguyên tần số của mỗi thiết bị đầu cuối thể hiện các tài nguyên tần số của mỗi thiết bị đầu cuối được cấp phát bằng cách sử dụng phương pháp được mô tả ở trên cho bộ điều khiển 414 và bộ sinh 415 và xuất thông tin điều khiển (thông tin MCS hoặc thông tin giống như vậy) chứ không phải là thông tin cấp phát tài nguyên tần số tới bộ giải điều biến 410, bộ giải mã 411 và bộ sinh 415.

Bộ điều khiển 414 tính toán số các nhóm và kích thước nhóm của thiết bị đầu cuối nhờ sử dụng thông tin cấp phát tài nguyên tần số của mỗi thiết bị đầu cuối được nhập vào từ bộ lập lịch biểu 413, thông tin loại của thiết bị đầu cuối (thông tin chứa kích thước DFT) và thông tin điều kiện trực giao riêng phần (thông tin thể hiện điều kiện trực giao riêng phần (phương trình 1 hoặc 2) của C-SC-FDMA). Ngoài ra, bộ điều khiển 414 tính toán các tài nguyên tần số mà các tín hiệu C-SC-FDMA của mỗi thiết bị đầu cuối được ánh xạ đến dựa trên số nhóm đã được tính toán và kích thước nhóm. Bộ điều khiển 414 sau đó xuất số nhóm đã được tính toán và kích thước nhóm tới bộ kết hợp 407 và xuất thông tin ánh xạ tài nguyên tần số thể hiện các tài nguyên tần số mà các tín hiệu C-SC-FDMA của mỗi thiết bị đầu cuối được ánh xạ đến tới bộ ánh xạ ngược 405. Ngoài ra, bộ điều khiển 414 thiết lập một tổng độ dịch tần số tuần hoàn được sử dụng trong bộ dịch đảo 408 và bộ dịch 301 của thiết bị đầu cuối 300 và xuất thông tin về tổng độ dịch tần số tuần hoàn được thiết lập tới bộ dịch đảo 408 và bộ sinh 415.

Bộ sinh 415 chuyển đổi thông tin cấp phát tài nguyên tần số được nhập vào từ

bộ lập lịch biểu 413, thông tin điều khiển (MCS thông tin hoặc like) khác với thông tin cấp phát tài nguyên tần số và thông tin về tổng độ dịch tần số tuần hoàn được nhập vào từ bộ điều khiển 414 thành một chuỗi bit điều khiển nhị phân để báo cáo tới mỗi thiết bị đầu cuối và nhờ đó sinh ra một tín hiệu điều khiển. Bộ sinh 415 sau đó xuất tín hiệu điều khiển được sinh ra tới bộ mã hóa 416.

Bộ mã hóa 416 mã hóa tín hiệu điều khiển được nhập vào từ bộ sinh 415 và xuất tín hiệu điều khiển được mã hóa này tới bộ điều biến 417.

Bộ điều biến 417 điều biến tín hiệu điều khiển được nhập vào từ bộ mã hóa 416 và xuất tín hiệu điều khiển được điều biến này tới bộ phát vô tuyến 418.

Bộ phát vô tuyến 418 áp dụng quy trình xử lý truyền như chuyển đổi D/A, khuếch đại và chuyển đổi lên cho tín hiệu điều khiển được nhập vào từ bộ điều biến 417 và truyền tín hiệu đã trải qua quy trình xử lý truyền tới mỗi thiết bị đầu cuối theo anten 401.

Tiếp theo, các mô tả chi tiết của quy trình xử lý dịch tần số tuần hoàn trên một tín hiệu SC-FDMA (phổ) bằng bộ dịch 301 của thiết bị đầu cuối 300 sẽ được mô tả.

Vì C-SC-FDMA thực hiện tiền mã hóa sử dụng ma trận DFT, nên thậm chí nếu đầu ra DFT (tín hiệu đầu ra của quy trình xử lý DFT) được dịch tuần hoàn trong một dải DFT (DFT kích thước N), thì vẫn có thể tạo ra mối quan hệ trực giao riêng phần giữa các vector cột tại một vị trí bất kỳ của đầu ra DFT cho đến khi kích thước nhóm của các nhóm được sinh ra nhờ việc chia bằng độ dài N' mà thỏa mãn phương trình 1. Phương án hiện tại mang những ưu điểm của đặc tính này.

Điều này sẽ được mô tả cụ thể hơn dưới đây. Nghĩa là một đặc tính trong một bộ phận mà trong đó các vector cột của ma trận DFT trực giao riêng phần với nhau sẽ được mô tả.

Đầu tiên, các điều kiện trực giao riêng phần giữa các vector cột của ma trận DFT trong phân đoạn độ dài vector N từ $k=0$ đến $k=N'-1$ (đoạn: $k=0$ đến $N-1$) sẽ được mô tả.

Hai vector cột $f_i(k)(=f_i)$ và $f_{i'}(k)(=f_{i'})$ (trong đó $i' \neq i$) có các tần số góc khác nhau trong ma trận DFT được định nghĩa như phương trình 3 dưới đây.

[3]

$$\begin{cases} f_i(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{i}{N}k} \\ f_{i'}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{i'}{N}k} \end{cases} \text{ for } k = 0 \sim N-1 \quad \dots \text{ (Phương trình 3)}$$

Trong phương trình 3, N biểu diễn kích thước DFT (số điểm DFT) và i, i'=0 đến N-1. Ở đây, là độ dài vector N (đoạn: k=0 đến N-1), một tích trong (tương quan chéo riêng phần không chênh lệch thời gian) của $f_i(k)$ và $f_{i'}(k)$ độ dài vector riêng phần N' (phân đoạn: k=0 đến N'-1) như được thể hiện trong phương trình 4 dưới đây (trong đó N' < N).

[4]

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^{N'-1} f_i(k) f_{i'}^*(k) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N'-1} e^{-j2\pi \frac{i-i'}{N}k} \quad \dots \text{ (Phương trình 4)} \\ &= \frac{1}{N} e^{-j\pi \frac{i-i'}{N}(N'-1)} \frac{\sin(\pi \frac{i-i'}{N} N')}{\sin(\pi \frac{i-i'}{N})} \end{aligned}$$

Chỉ số trên * trong phương trình 4 biểu diễn một liên hợp phức. Rõ ràng là từ phương trình 4 thì hai vector cột trực giao, nghĩa là hai vector cột trực giao riêng phần tại độ dài vector riêng phần N' (phân đoạn: k=0 đến N'-1) là một tổ hợp của các vector cột trong đó $\exp(-j2\pi(i-i')k/N)$ của của tần số góc $2\pi(i-i')/N$ trong phân đoạn k=0 đến N'-1 quay ít nhất một vòng. Nghĩa là khi $(i-i')N'/N$ là một số nguyên tố trong đó $i' \neq i$, hai vector cột $f_i(k)$ và $f_{i'}(k)$ trực giao riêng phần với nhau trong đoạn của k=0 đến N'-1. Bởi vậy, tồn tại một mối quan hệ đặc trưng như được thể hiện trong phương trình 5 dưới đây giữa độ dài vector N' (<N) mà trong đó hai vector cột $f_i(k)$ và $f_{i'}(k)$ khác nhau tùy ý (trong đó $i' \neq i$) trong số nhiều vector cột cấu thành ma trận DFT trực giao riêng phần với nhau và kích thước DFT (vector cột length) N của ma trận DFT.

[5]

$$N' = \left| \frac{I}{i-i'} \right| N = \frac{|I|}{|i-i'|} N \quad \text{(Phương trình 5)}$$

Ở đây, I là một số nguyên khác không mà thỏa mãn $|I| < |i-i'|$. Nghĩa là khi kích thước nhóm được thể hiện bởi độ dài N' của phương trình 5 (hoặc phương trình 1), thì có thể tạo ra mối quan hệ trực giao riêng phần giữa các vector cột của DFT trong nhóm

này.

Tiếp theo, các điều kiện trực giao riêng phần giữa các vector cột của ma trận DFT trong một phân đoạn độ dài vector N $k=z$ đến $k=z+N'-1$ (đoạn: $k=0$ đến $k=N-1$) sẽ được mô tả. Ký tự tham chiếu z là một số thực tùy ý.

Từ phương trình 3, một tích trong của $f_i(k)$ và $f_{i'}(k)$ trong độ dài vector riêng phần N' (phân đoạn: $k=z$ đến $k=z+N'-1$) của độ dài vector N (đoạn: $k=0$ đến $k=N-1$) như được thể hiện trong phương trình 6 dưới đây) (trong đó $N' < N$).

[6]

$$\begin{aligned}
 & \sum_{k=z}^{z+N'-1} f_i(k) f_{i'}^*(k) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=z}^{z+N'-1} e^{-j2\pi \frac{i-i'}{N} k} \\
 &= \frac{1}{N} e^{-j\pi \frac{i-i'}{N} (2z+N'-1)} \frac{\sin(\pi \frac{i-i'}{N} N')}{\sin(\pi \frac{i-i'}{N})} \quad (\text{Phương trình 6}) \\
 &= \frac{1}{N} e^{-j\pi \frac{i-i'}{N} (2z)} \times \text{式 (4)}
 \end{aligned}$$

Trong phương trình 6, chỉ số trên * có nghĩa là một liên hợp phức. Từ phương trình 6, vì $(1/N)\exp(-j\pi(i-i')(2z)/N) \neq 0$, nên để cho phương trình 6 bằng 0 thì phương trình 4 cần phải bằng 0. Bởi vậy, có thể hiểu được rằng các điều kiện để các vector cột của ma trận DFT trở nên trực giao riêng phần với nhau trong phân đoạn $k=z$ đến $k=z+N'-1$ cũng giống như phương trình 1 được mô tả trong phương án 1 hoặc phương trình 5 ở trên (điều kiện trực giao riêng phần trong phân đoạn $k=0$ đến $N'-1$).

Nghĩa là có thể hiểu được rằng có một đặc tính là mối quan hệ trực giao riêng phần có thể được tạo ra giữa các vector cột tại các vị trí (các vị trí của dải tần) của một phổ bất kỳ của tín hiệu SC-FDMA (phổ) mà là đầu ra DFT cho đến khi độ dài (dải thông) của các nhóm được sinh ra bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA thỏa mãn điều kiện về độ dài vector trực giao riêng phần N' (dải thông B') của phương trình 1 hoặc phương trình 2 (phương trình 5). Ngoài ra, độ dài N' đó có thể tuần hoàn trong dải DFT. Nghĩa là nếu chỉ độ dài (dải thông) của nhóm thỏa mãn độ dài N' , thì phần mối quan hệ trực giao riêng giữa các vector cột của ma trận DFT có thể được duy trì, và nhờ đó thiết bị đầu cuối 300 có thể áp dụng sự dịch tần số tuần hoàn cho đầu ra DFT trong dải tần DFT.

FIG.17A và FIG.17B thể hiện một trường hợp trong đó một phân đoạn độ dài

vector $N'=8$ thiết lập khi kích thước DFT (số điểm) $N=10$ (các số đầu ra DFT từ 0 đến 9). Ngoài ra, trên Fig.17A, một phân đoạn độ dài $N'=8$ được thiết lập cho số đầu ra DFT từ 0 đến 7 (nghĩa là tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z=0$), trong khi ở FIG.17B, một phân đoạn độ dài $N'=8$ thiết lập cho số đầu ra DFT từ 3 đến 9 và 0 (nghĩa là $z=3$) được dịch một cách tuần hoàn trong dải DFT. Ở đây, khi độ dài N' ($=8$) của phân đoạn thỏa mãn phương trình 1 (hoặc phương trình 5), mỗi quan hệ trực giao riêng phần có thể được tạo ra giữa các vector cột trong dải tần có số đầu ra DFT từ 0 đến 7 trên Fig.17A và mỗi quan hệ trực giao riêng phần có thể được tạo ra giữa các vector cột trong dải tần có số đầu ra DFT 3 đến 9 và 0 trên Fig.17B.

Mang ưu điểm của đặc trưng mô tả ở trên, bộ dịch 301 của thiết bị đầu cuối 300 dịch tần số một cách tuần hoàn tín hiệu SC-FDMA mà là đầu ra DFT được nhập vào từ bộ DFT 110 bởi z điểm trong dải DFT. Bộ chia 111 sau đó chia tín hiệu SC-FDMA sau khi dịch tần số tuần hoàn với một dải thông trực giao riêng phần nhờ sử dụng một trong các phương pháp phân chia được mô tả trong phương án 1 hoặc phương án 3, và nhờ đó sinh ra nhiều nhóm.

Ở đây, các hình từ FIG.18A đến FIG.18C thể hiện một chuỗi các bước quy trình xử lý trong bộ dịch 301 và bộ chia 111. Trong các hình từ FIG.18A đến FIG.18C, giả thiết kích thước DFT $N=72$ điểm (số đầu ra DFT từ 0 đến 71), thiết bị đầu cuối 300 sinh ra hai nhóm (nhóm #0 và nhóm #1). Ngoài ra, ở đây, bộ dịch 301 dịch một cách tuần hoàn đầu ra DFT từ các tần số thấp đến cao. Ngoài ra, FIG.18A thể hiện 72 điểm đầu ra DFT (các tín hiệu SC-FDMA) thu được sau khi bộ DFT 110 thực hiện quy trình xử lý DFT trên một chuỗi ký hiệu miền thời gian.

Bộ dịch 301 áp dụng sự dịch tần số tuần hoàn với $z=4$ (các sóng mang con) cho đầu ra DFT được thể hiện trên Fig.18A trong dải DFT có $N=72$ điểm. Do đó, thu được một tín hiệu như được thể hiện trên Fig.18B mà trong đó số đầu ra DFT từ 0 đến 71 được dịch một cách tuần hoàn bởi $z=4$ theo chiều từ tần số thấp đến cao (nghĩa là số đầu ra DFT 68 đến 71, 0 đến 67).

Như được thể hiện trên Fig.18C, bộ chia 111 sau đó chia tín hiệu của 72 điểm (số đầu ra DFT từ 68 đến 71, từ 0 đến 67) sau khi dịch tần số tuần hoàn với $z=4$ (các sóng mang con) được thể hiện trên Fig.18B thành hai nhóm; nhóm #0 (số đầu ra DFT từ 68 đến 71, 0 đến 7) có dải thông trực giao riêng phần (độ dài vector $N'=12$) và nhóm #1 (số đầu ra DFT từ 8 đến 67) có dải thông trực giao riêng phần (độ dài vector $N'=60$).

Bộ ánh xạ 112 sau đó ánh xạ nhóm #0 và nhóm #1 được thể hiện trên Fig.18C đến các dải tần số không liên tục và nhờ đó thu được các tín hiệu C-SC-FDMA.

Bằng cách này, phương án hiện tại có thể cải thiện tính linh hoạt của việc ánh xạ đầu ra DFT trên các tài nguyên tần số (các sóng mang con) trong khi làm cho các vector cột của ma trận DFT trực giao riêng phần với nhau trong các nhóm. Khi, ví dụ, luôn có một tín hiệu nhiễu với công suất cao trong các tài nguyên tần số đặc trưng, thì thiết bị đầu cuối này có thể dịch tần số một cách tuần hoàn đầu ra DFT trước khi chia đầu ra DFT (tín hiệu SC-FDMA). Do đó, bằng cách duy trì mối quan hệ trực giao riêng phần trong các nhóm, có thể ngăn đầu ra DFT được ánh xạ đến các tài nguyên đặc trưng khỏi việc luôn luôn thu được nhiễu lớn trong khi giảm ISI. Nghĩa là theo phương án hiện tại, thiết bị đầu cuối có thể thực hiện điều khiển ngăn nhiễu mà không thay đổi các vị trí của các tài nguyên tần số được cấp phát cho tín hiệu SC-FDMA.

Theo sáng chế, chiều dịch tần số tuần hoàn có thể là chiều từ tần số thấp đến cao hoặc chiều từ tần số cao đến thấp. Nghĩa là giá trị của độ dịch tần số tuần hoàn z có thể là cộng (+) hoặc trừ (-).

Ngoài ra, một cấu hình của thiết bị đầu cuối 300 như được thể hiện trên Fig.15 đã được mô tả trong phương án hiện tại mà trong đó các thành phần cấu thành được kết nối theo thứ tự bộ DFT $\rightarrow$ bộ dịch $\rightarrow$ bộ chia $\rightarrow$ bộ ánh xạ. Tuy nhiên, theo phương án hiện tại thiết bị đầu cuối cũng có thể có một cấu hình (không được thể hiện) mà trong đó các thành phần cấu thành được kết nối theo thứ tự bộ DFT $\rightarrow$ bộ chia $\rightarrow$ bộ dịch $\rightarrow$ bộ ánh xạ. Trong trường hợp này, thiết bị đầu cuối có thể dịch tần số một cách tuần hoàn nhiều thành phần sóng mang con thuộc về mỗi nhóm trên toàn bộ nhiều nhóm (nhiều nhóm sau khi chia không trải qua bất kỳ sự dịch tần số tuần hoàn nào) và thực hiện việc ánh xạ giống như trên Fig.18C trên các nhóm. Bằng cách này, thậm chí khi thứ tự kết nối của các thành phần cấu thành thiết bị đầu cuối bị thay đổi, thì vẫn thu được hiệu quả giống như phương án hiện tại.

Ngoài ra, liên quan tới biến đổi Fourier, thay vì chọn cấu hình (FIG.15) để thực hiện dịch tần số tuần hoàn miền tần số được mô tả trong phương án hiện tại, thì thiết bị đầu cuối cũng có thể chọn một cấu hình để nhân tín hiệu miền tần số được xuất ra từ bộ IFFT nhờ sự quay pha (và thành phần biên độ) tương ứng với một độ dịch tần số tuần hoàn trong miền tần số. Nghĩa là thay cho bộ dịch của thiết bị đầu cuối được thể hiện trên Fig.15, thì một cấu hình (không được thể hiện) cũng có thể được chọn mà

trong đó một bộ nhân để nhân tín hiệu miền tần số được xuất ra từ bộ IFFT nhờ sự quay pha (và thành phần biên độ) tương ứng với một độ dịch tần số tuần hoàn trong miền tần số được kết nối sau bộ IFFT này. Trong trường hợp này cũng có thể thu được hiệu quả giống như phương án hiện tại.

Ngoài ra, một cấu hình trạm cơ sở như được thể hiện trên Fig.16 đã được mô tả trong phương án hiện tại mà trong đó các thành phần cấu thành được kết nối theo thứ tự bộ ánh xạ ngược $\rightarrow$ bộ FDE $\rightarrow$ bộ kết hợp $\rightarrow$ bộ dịch đảo $\rightarrow$ bộ IDFT. Tuy nhiên, theo sáng chế trạm cơ sở cũng có thể có một cấu hình (không được thể hiện) mà trong đó các bộ phận cấu thành được kết nối theo thứ tự bộ ánh xạ ngược $\rightarrow$ bộ dịch đảo $\rightarrow$ bộ FDE $\rightarrow$ bộ kết hợp $\rightarrow$ bộ IDFT hoặc theo thứ tự bộ ánh xạ ngược $\rightarrow$ bộ FDE $\rightarrow$ bộ dịch đảo $\rightarrow$ bộ kết hợp $\rightarrow$ bộ IDFT. Trong trường hợp cấu hình, ví dụ, theo thứ tự bộ ánh xạ ngược $\rightarrow$ bộ dịch đảo $\rightarrow$ bộ FDE $\rightarrow$ bộ kết hợp $\rightarrow$ bộ IDFT, thì trạm cơ sở có thể khiến cho bộ dịch đảo thực hiện việc dịch tần số tuần hoàn đảo trên chuỗi tín hiệu được ánh xạ ngược, khiến cho bộ FDE cũng thực hiện việc dịch tần số tuần hoàn đảo trên trọng số FDE và thực hiện FDE trên chuỗi tín hiệu được ánh xạ ngược sau khi dịch tần số tuần hoàn đảo bằng cách sử dụng trọng số FDE sau khi dịch tần số tuần hoàn đảo. Mặt khác, trong trường hợp cấu hình theo thứ tự bộ ánh xạ ngược $\rightarrow$ bộ FDE $\rightarrow$ bộ dịch đảo $\rightarrow$ bộ kết hợp $\rightarrow$ bộ IDFT, thì trạm cơ sở có thể khiến cho bộ dịch đảo thực hiện việc dịch tần số tuần hoàn đảo trên chuỗi tín hiệu sau FDE và khiến cho bộ kết hợp kết hợp nhiều nhóm sau khi dịch tần số tuần hoàn đảo được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục. Thậm chí khi thứ tự kết nối của các thành phần cấu thành của trạm cơ sở được thay đổi theo cách này, thì vẫn có thể thu được hiệu quả giống như phương án hiện tại.

Ngoài ra, liên quan tới biến đổi Fourier, thay cho cấu hình (FIG.16) thực hiện việc dịch tần số tuần hoàn đảo trong miền tần số được mô tả trong phương án hiện tại, thì cũng có thể chọn một cấu hình mà trong đó tín hiệu miền tần số được xuất ra từ bộ IDFT của trạm cơ sở có thể được nhân nhờ sự quay pha (và thành phần biên độ) tương ứng với sự dịch tần số tuần hoàn đảo trong miền tần số. Nghĩa là một cấu hình (không được thể hiện) cũng có thể được chọn mà trong đó thay cho bộ dịch đảo được thể hiện trên Fig.16, thì bộ nhân để nhân tín hiệu miền tần số được xuất ra từ bộ IDFT nhờ sự quay pha (và thành phần biên độ) tương ứng với sự dịch tần số tuần hoàn đảo trong miền tần số được kết nối sau bộ IDFT. Trong trường hợp này cũng có thể thu được

hiệu quả giống như phương án hiện tại.

Ngoài ra, theo sáng chế, khi thiết bị đầu cuối truyền các tín hiệu C-SC-FDMA song song trong miền tần số, thiết bị đầu cuối có thể lắp nhiều đơn vị được ghép thành như một bộ mã hóa, bộ điều biến, bộ dồn kênh, bộ DFT, bộ dịch và bộ chia như được thể hiện trên Fig.19. Thiết bị đầu cuối này có thể thiết lập riêng tổng độ dịch trong mỗi đơn vị và áp dụng sự dịch tần số tuần hoàn cho đầu ra DFT của mỗi đơn vị. Trong thiết bị đầu cuối 500 được thể hiện trên Fig.19, M đơn vị từ đơn vị 501-1 đến đơn vị 501-M được tạo cấu hình và mỗi đơn vị được lắp riêng với một bộ mã hóa, một bộ điều biến, một bộ dồn kênh, một bộ DFT, một bộ dịch và một bộ chia cho một chuỗi bit truyền, và một trường hợp trong đó M tín hiệu C-SC-FDMA được phát song song trong miền tần số được thể hiện. Nhờ việc chọn cấu hình được thể hiện trên Fig.19, trong một kênh vô tuyến có các môi trường truyền sóng vô tuyến khác nhau trong các dải tần số khác nhau như một kênh vô tuyến băng rộng được tạo cấu hình của nhiều đường và có sự lựa chọn tần số, thì có thể cải thiện tính linh động của việc ánh xạ các tín hiệu trong mỗi đơn vị trên các tài nguyên tần số (các sóng mang con) bằng cách áp dụng sự dịch tần số tuần hoàn riêng cho mỗi đơn vị trong khi làm cho các vector cột của ma trận DFT trực giao riêng phần với nhau trong mỗi nhóm của một tín hiệu C-SC-FDMA được sinh ra trong mỗi đơn vị.

Tổng độ dịch tần số tuần hoàn có thể được dùng chung cho nhiều đơn vị và thông tin điều khiển về một tổng độ dịch tần số tuần hoàn có thể được báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở). Ngoài ra, tổng độ dịch tần số tuần hoàn riêng trên mỗi đơn vị có thể được thiết lập cho cùng một giá trị và thông tin điều khiển về tổng độ dịch tần số tuần hoàn của mỗi đơn vị có thể được báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở) cùng lúc. Khi, ví dụ, cùng một định danh truyền (ví dụ cùng một thiết lập MCS hoặc cùng một phương pháp phân chia C-SC-FDMA (số các nhóm hoặc kích thước nhóm hoặc thông số giống như vậy)) được sử dụng trong số nhiều đơn vị, thì có một sự tương quan trong chất lượng truyền thông được yêu cầu (ví dụ SINR được yêu cầu phải thỏa mãn một tốc độ lỗi xác định) giữa các đơn vị. Bởi vậy, việc dùng chung tổng độ dịch tần số tuần hoàn (nghĩa là việc thiết lập cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn) cho nhiều đơn vị có thể cải thiện hơn sự tương quan trong chất lượng truyền thông được yêu cầu giữa các đơn vị và các định dạng truyền điều khiển của nhiều đơn

vị tại cùng một thời điểm và độ tin cậy. Ngoài ra, khi một tổng độ dịch tần số tuần hoàn chung được sử dụng, thì lượng thông tin yêu cầu báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở) có thể được giảm bớt.

Khi, ví dụ, một kỹ thuật bó được sử dụng nhờ đó một tín hiệu ACK (tín hiệu báo nhận) được phản hồi khi trạm cơ sở thông thường thu các chuỗi bit truyền (các khối truyền tải) của nhiều đơn vị hoặc một tín hiệu NACK (tín hiệu báo nhận phủ định) được phản hồi thậm chí khi một lỗi được phát hiện bởi trạm cơ sở từ nhiều khối truyền tải từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối, phương pháp thiết lập tổng độ dịch tần số tuần hoàn được mô tả ở trên (phương pháp thiết lập cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn cho nhiều đơn vị) có thể được sử dụng. Nghĩa là nhờ việc thiết lập cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn cho nhiều đơn vị (nghĩa là sử dụng cùng một phương pháp dịch tần số tuần hoàn), thì có thể ràng buộc các khối truyền tải của nhiều đơn vị và các cơ chế tạo lỗi tương ứng của chúng. Bởi vậy, có thể giảm xác suất các khối truyền tải lỗi kéo dài và các khối truyền tải lỗi tự do có thể bị trộn trong các khối truyền tải của nhiều đơn vị và giảm các hoạt động truyền lại không cần thiết của các khối truyền tải thông thường được thu bởi trạm cơ sở.

Ngoài ra, giá trị của tổng độ dịch tần số tuần hoàn z tương ứng với đầu ra DFT được xuất ra từ bộ DFT của thiết bị đầu cuối theo sáng chế cũng có thể được thiết lập cho một giá trị bằng với độ dài mà thỏa mãn độ dài vector trực giao riêng phần (đãi thông) tương ứng với một trong các phương pháp phân chia được mô tả trong phương án 1 hoặc phương án 4. Do đó, các điều kiện trực giao riêng phần giống như các điều kiện trực giao riêng phần cho một tín hiệu SC-FDMA (phổ) trước khi dịch tần số tuần hoàn còn có thể áp dụng cho một tín hiệu SC-FDMA (phổ) sau khi dịch tần số tuần hoàn.

Ngoài ra, theo sáng chế, tổng độ dịch tần số tuần hoàn z cũng có thể được kết hợp với một đơn vị chia tối thiểu khi chia tín hiệu SC-FDMA (phổ). Khi, ví dụ, đơn vị chia tối thiểu của tín hiệu SC-FDMA (phổ) được định nghĩa là $N_{\min}$, thì tổng độ dịch tối thiểu của tổng độ dịch tần số tuần hoàn z cũng có thể được giả thiết là $N_{\min}$. Trong trường hợp này, tổng độ dịch tối thiểu $N_{\min}$ có thể được dùng chung giữa các thiết bị phát và thu (thiết bị đầu cuối và trạm cơ sở) và bội $kN_{\min}$ (k là một số nguyên) của tổng độ dịch tối thiểu có thể được định nghĩa là tổng độ dịch tần số tuần hoàn z cho đầu ra DFT. Do đó, chỉ có số nhân (hệ số) k là cần thiết để làm thông tin điều khiển về tổng

độ dịch tần số tuần hoàn z được báo cáo từ trạm cơ sở cho thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở). Ngoài ra, khi thông tin điều khiển (số nhân k) về tổng độ dịch tần số tuần hoàn z được báo cáo, thì tổng độ dịch tần số tuần hoàn k cũng có thể được báo cáo với nhau với nhóm thông tin chia (số phần hoặc thông tương tự như vậy) hoặc thông tin cấp phát tài nguyên tần số. Điều này cho phép lượng thông tin được yêu cầu báo cáo tổng độ dịch tần số tuần hoàn được giảm xuống.

Ngoài ra, khi các tín hiệu C-SC-FDMA mà thiết bị đầu cuối áp dụng sự dịch tần số tuần hoàn, được phát song song trong miền tần số, thì tổng độ dịch tần số tuần hoàn có thể được định nghĩa một cách tương đối trong số các tín hiệu C-SC-FDMA được phát song song (ví dụ trong số các đơn vị 501-1 tới 501-M của thiết bị đầu cuối 500 được thể hiện trên Fig.19). Cụ thể hơn, độ chênh lệch giữa tổng độ dịch tần số tuần hoàn của một tín hiệu C-SC-FDMA lấy làm chuẩn và các tổng độ dịch tần số tuần hoàn của các tín hiệu C-SC-FDMA khác có thể được định nghĩa là một tổng độ dịch tương đối (tổng độ dịch chênh lệch) và tổng độ dịch tương đối (tổng độ dịch chênh lệch) có thể được báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở). Ví dụ, một trường hợp sẽ được mô tả trong đó một tổng độ dịch tần số tuần hoàn của một tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến một dải tần số thấp được thiết lập có $z_0=5$ và tổng độ dịch tần số tuần hoàn của một tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến một dải tần số cao được thiết lập có $z_1=10$. Trong trường hợp này, độ chênh lệch (giá trị tương đối) $=z_1-z_0=5$ giữa tổng độ dịch tần số tuần hoàn tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến dải tần số thấp và tổng độ dịch tần số tuần hoàn của tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến dải tần số cao có thể được báo cáo với nhau với tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_0=5$ của tín hiệu C-SC-FDMA được ánh xạ đến dải tần số thấp để làm một chuẩn cho thông tin điều khiển về tổng độ dịch tần số tuần hoàn được báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở). Điều này cho phép chi phí về lượng thông tin được yêu cầu phải báo cáo tổng độ dịch tần số tuần hoàn được giảm xuống so với trường hợp mà tổng độ dịch tần số tuần hoàn cho mỗi tín hiệu C-SC-FDMA được báo cáo một cách riêng lẻ. Mặc dù một trường hợp đã được mô tả ở đây trong đó các tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương ứng với hai tín hiệu C-SC-FDMA được báo cáo, nhưng số tín hiệu C-SC-FDMA được phát song song không chỉ giới hạn là 2 mà có thể là 3 hoặc nhiều hơn.

Phương án 6

Theo phương án hiện tại, một thiết bị đầu cuối mà thực hiện truyền MIMO áp dụng các bước dịch tần số tuần hoàn riêng lẻ trong một dải DFT cho các tín hiệu SC-FDMA được truyền đến các tài nguyên không gian khác nhau (các lớp, các anten hoặc các luồng) mà nhiều từ mã được ánh xạ đến cho mỗi tài nguyên không gian khác nhau. Thiết bị đầu cuối sau đó chia tín hiệu của mỗi tài nguyên không gian (lớp, anten hoặc luồng) cho một dải thông trực giao riêng phần (dải thông tương ứng với độ dài vectơ trực giao riêng phần).

FIG.20 thể hiện một cấu hình của thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) theo phương án hiện tại. Trong thiết bị đầu cuối 600 được thể hiện trên Fig.20, các bộ phận cấu thành giống như trong phương án 2 (FIG.9) sẽ được gán cho cùng các số chỉ dẫn và các phần mô tả cho chúng sẽ được bỏ qua. Ngoài ra, thiết bị đầu cuối 600 được thể hiện trên Fig.20 được lắp với hai anten mà phát các tín hiệu C-SC-FDMA bằng cách sử dụng hai tài nguyên không gian như trong trường hợp của phương án 2. Thiết bị đầu cuối 600 được thể hiện trên Fig.20 khác với thiết bị đầu cuối 200 (FIG.9) trong phương án 2 ở chỗ bộ xử lý C-SC-FDMA 601 mà sinh ra một tín hiệu SC-FDMA (phổ) được phát trên mỗi tài nguyên không gian được lắp riêng với một bộ dịch 301 cho mỗi chuỗi bit (từ mã) được phát song song nhờ sử dụng các tài nguyên không gian sau khi qua bộ DFT 110.

Trong thiết bị đầu cuối 600 được thể hiện ở FIG.20, bộ điều khiển 106 xuất một tổng độ dịch tần số tuần hoàn riêng tương ứng với mỗi bộ xử lý C-SC-FDMA 601 tới mỗi bộ dịch 301. Có thể có một trường hợp trong đó một tổng độ dịch tần số tuần hoàn riêng cho bộ xử lý C-SC-FDMA 601 có thể được xác định bởi trạm cơ sở và tổng độ dịch tần số tuần hoàn được xác định này có thể được báo cáo từ trạm cơ sở tới thiết bị đầu cuối hoặc một trường hợp trong đó thiết bị đầu cuối có thể xác định tổng độ dịch tần số tuần hoàn và tổng độ dịch tần số tuần hoàn được xác định có thể được báo cáo từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở.

Các bộ xử lý C-SC-FDMA 601-1 và 601-2 áp dụng quy trình giống như quy trình của bộ mã hóa 107 cho bộ DFT 110 của phương án 2 cho các từ mã (các chuỗi bit truyền) được nhập vào và nhờ đó sinh ra các tín hiệu SC-FDMA (phổ). Mỗi bộ DFT 110 của các bộ xử lý C-SC-FDMA 601-1 và 601-2 xuất tín hiệu SC-FDMA (phổ) được sinh ra tới mỗi bộ dịch 301.

Bộ dịch 301 áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn riêng cho tín hiệu SC-FDMA (phổ) được nhập vào từ bộ DFT 110 cho mỗi bộ xử lý C-SC-FDMA tùy theo một từ mã đặc trưng (nghĩa là cho mỗi bộ xử lý C-SC-FDMA) tổng độ dịch tần số tuần hoàn được nhập vào từ bộ điều khiển 106 theo cách giống như trong phương án 5. Bộ dịch 301 sau đó xuất tín hiệu SC-FDMA (phổ) sau khi dịch tần số tuần hoàn tới bộ chia 111.

Bộ chia 111 chia tín hiệu SC-FDMA (phổ) sau khi dịch tần số tuần hoàn được nhập vào từ bộ dịch 301 cho một dải thông trực giao riêng phần bằng cách sử dụng một trong các phương pháp phân chia như được mô tả trong các phương án được mô tả ở trên (ví dụ phương án 1 hoặc phương án 4) và sinh ra nhiều nhóm. Bộ chia 111 của mỗi bộ xử lý C-SC-FDMA 601 sau đó xuất các nhóm được sinh ra tới bộ tiền mã hóa 202.

Tiếp theo, các bước chi tiết của quy trình xử lý C-SC-FDMA trong bộ xử lý C-SC-FDMA 601 của thiết bị đầu cuối 600 sẽ được mô tả.

Một trường hợp sẽ được mô tả dưới đây trong đó như được thể hiện trong các hình từ FIG.21A đến FIG.21C, thiết bị đầu cuối 600 ánh xạ hai từ mã (từ mã #0 và từ mã #1) đến hai tài nguyên không gian khác nhau (ở đây, các tài nguyên này có thể là lớp #0 và lớp #1 hoặc anten, các luồng). Ngoài ra, trong các hình từ FIG.21A đến FIG.21C, giả thiết kích thước DFT $N=72$ điểm (số đầu ra DFT 0 đến 71), thiết bị đầu cuối 600 sinh ra hai nhóm (nhóm #0 và nhóm #1). Ngoài ra, bộ dịch 301 dịch tuần hoàn đầu ra DFT từ tần số thấp tới tần số cao.

FIG.21A thể hiện 72 điểm đầu ra DFT (Tín hiệu SC-FDMA) có được sau khi mỗi bộ DFT 110 của các bộ xử lý C-SC-FDMA 601-1 và 601-2 thực hiện quy trình xử lý DFT trên hai từ mã #0 và #1 tương ứng.

Mỗi bộ dịch 301 của các bộ xử lý C-SC-FDMA 601-1 và 601-2 áp dụng độ dịch tần số tuần hoàn riêng lẻ trong dải DFT (DFT kích thước $N=72$ điểm) cho hai tín hiệu SC-FDMA tương ứng (tín hiệu của từ mã #0 và tín hiệu của từ mã #1) được thể hiện trên Fig.21A. Cụ thể hơn, như được thể hiện trên Fig.21B, bộ dịch 301 của bộ xử lý C-SC-FDMA 601-1 áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn với $z=0$ (không dịch tần số tuần hoàn) cho tín hiệu của từ mã #0 được phát thông qua lớp #0 (tài nguyên không gian #0). Ngoài ra, như được thể hiện trên Fig.21B, bộ dịch 301 của bộ xử lý C-SC-FDMA 601-2 áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn với $z=12$ (với một độ dịch

tần số tuần hoàn) cho tín hiệu của từ mã #1 được phát thông qua lớp #1 (tài nguyên không gian #1). Nghĩa là bộ dịch 301 áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn cho các từ mã (các tín hiệu SC-FDMA) được phát thông qua nhiều lớp (các tài nguyên không gian) trong dải DFT cho mỗi một trong số các tài nguyên không gian (lớp, anten hoặc các luồng).

Như được thể hiện trên Fig.21C, mỗi bộ chia 111 của các bộ xử lý C-SC-FDMA 601-1 và 601-2 chia từ mã (tín hiệu SC-FDMA) sau khi dịch tần số tuần hoàn thành nhóm #0 có độ dài vectơ $N'=12$ và nhóm #1 có độ dài vectơ $N'=60$ và nhờ đó sinh ra hai nhóm.

Bằng cách này, theo phương pháp truyền MIMO, phương án hiện tại có thể thực hiện linh hoạt việc ánh xạ tần số thích ứng với chất lượng của mỗi kênh (liên kết) của các tài nguyên không gian (lớp, anten hoặc luồng) mà thông qua đó các từ mã được phát trong khi vẫn duy trì mối quan hệ trực giao riêng phần trong nhóm của các từ mã được phát thông qua mỗi tài nguyên không gian, cho mỗi từ mã (mỗi tài nguyên không gian, mỗi lớp, mỗi anten hoặc mỗi luồng hoặc các tài nguyên tương tự).

Phương án hiện tại đã mô tả SU-MIMO mà trong đó các thiết bị phát và thu (thiết bị đầu cuối và trạm cơ sở) thực hiện truyền MIMO bằng cách sử dụng nhiều anten giống như một ví dụ. Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể áp dụng cho MU-MIMO đường lên và đường xuống. Ví dụ, trong sự truyền thông MU-MIMO đường xuống, các từ mã khác nhau được ánh xạ đến các tài nguyên không gian khác nhau (các lớp, các anten hoặc các luồng) là các từ mã được định hướng tới các thiết bị đầu cuối khác nhau. Trong trường hợp này, thì một thiết bị thu (thiết bị đầu cuối) cần phải thỏa mãn các yêu cầu chất lượng đối với một thiết bị thu khác. Ví dụ, trong trường hợp một hệ thống chia ô như điện thoại di động, chất lượng truyền thông của một thiết bị đầu cuối (thiết bị thu) đặt ở một vị trí khác thì khác nhau rất nhiều. Như được mô tả ở trên, theo phương án hiện tại, tuy nhiên, thiết bị phát (trạm cơ sở) áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn riêng cho mỗi từ mã được phát thông qua mỗi trong số các tài nguyên không gian mà nhiều các từ mã được ánh xạ đến trong các tài nguyên không gian khác nhau (các lớp, các anten hoặc các luồng). Do đó, trong nhóm của mỗi từ mã, có thể thực hiện một cách linh hoạt việc ánh xạ tần số (dịch tần số tuần hoàn) tùy vào chất lượng của mỗi kênh (liên kết) của một tài nguyên không gian mà thông qua đó từ mã được phát cho mỗi từ mã (mỗi tài nguyên không gian, mỗi lớp, mỗi anten hoặc mỗi luồng)

trong khi vẫn trong khi vẫn duy trì mối quan hệ trực giao riêng phần trong một nhóm của mỗi từ mã.

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) ánh xạ hai từ mã đến hai tài nguyên không gian (các lớp, các anten hoặc các luồng) tương ứng. Tuy nhiên, theo sáng chế, thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) cũng có thể áp dụng ba hoặc nhiều hơn ba từ mã với ba hoặc nhiều hơn ba tài nguyên không gian (các lớp, các anten hoặc các luồng).

Ngoài ra, theo sáng chế, tổng độ dịch tần số tuần hoàn z_i thiết lập riêng cho mỗi từ mã (mỗi lớp, mỗi anten hoặc mỗi luồng) có thể được kết hợp với một đơn vị chia tối thiểu khi chia một tín hiệu SC-FDMA (phổ). Khi, ví dụ, đơn vị chia tối thiểu của tín hiệu SC-FDMA (phổ) được định nghĩa là $N_{\min}$, thì tổng độ dịch tối thiểu của tổng độ dịch tần số tuần hoàn riêng z_i thiết lập cho mỗi từ mã (mỗi tài nguyên không gian, mỗi lớp hoặc mỗi luồng) cũng có thể được định nghĩa giống như $N_{\min}$. Do đó, có thể áp dụng điều kiện trực giao riêng phần giống như điều kiện trực giao riêng phần tương ứng với một tín hiệu SC-FDMA (phổ) trước khi dịch tần số tuần hoàn cho tất cả các nhóm sau khi dịch tần số tuần hoàn.

Ngoài ra, theo sáng chế, tổng độ dịch tần số tuần hoàn z_i thiết lập riêng cho mỗi từ mã (mỗi lớp, mỗi anten hoặc mỗi luồng) có thể được thiết lập cho một bội của kích thước nhóm có một dải thông trực giao riêng phần tối thiểu trong các nhóm được sinh ra bằng cách chia tín hiệu SC-FDMA. Nghĩa là tổng độ dịch tần số tuần hoàn z_i có thể được kết hợp cho dải thông của nhóm có dải thông trực giao riêng phần tối thiểu. Khi, ví dụ, kích thước nhóm có dải thông trực giao riêng phần tối thiểu trong một tài nguyên không gian xác định (lớp, anten hoặc luồng) được giả thiết là $B_{\min}$, tổng độ dịch tần số tuần hoàn trong tài nguyên không gian này hoặc tài nguyên không gian khác có thể được thiết lập là $kB_{\min}$ (k là một số nguyên). Điều này khiến cho có thể duy trì một mối quan hệ trực giao (riêng phần) trong miền tần số giữa các tài nguyên không gian (các lớp, các anten hoặc các luồng) và cùng lúc giảm nhiễu giữa các nhóm khác nhau của các tài nguyên không gian khác nhau.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó một tổng độ dịch tần số tuần hoàn thiết lập riêng cho mỗi từ mã (mỗi tài nguyên không gian, mỗi lớp, mỗi anten hoặc mỗi luồng) được sử dụng. Tuy nhiên, theo sáng chế, tổng độ dịch tần số tuần hoàn được thiết lập riêng trong mỗi từ mã (mỗi tài nguyên

không gian, mỗi lớp, mỗi anten hoặc mỗi luồng) cũng có thể được định nghĩa một cách tương đối giữa các từ mã (giữa các tài nguyên không gian, giữa các lớp, giữa các anten hoặc giữa các luồng). Cụ thể hơn, một độ chênh lệch giữa tổng độ dịch tần số tuần hoàn của một từ mã chuẩn (tài nguyên không gian, lớp, anten hoặc luồng) và tổng độ dịch tần số tuần hoàn của một từ mã khác (tài nguyên không gian, lớp, anten hoặc luồng) có thể được định nghĩa là một tổng độ dịch tương đối (tổng độ dịch chênh lệch) và tổng độ dịch tương đối này (tổng độ dịch chênh lệch) có thể được báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở). Ví dụ, một trường hợp trong đó tổng độ dịch tần số tuần hoàn của từ mã #0 được thiết lập là $z_0=5$ và tổng độ dịch tần số tuần hoàn của từ mã #1 được thiết lập là $z_1=10$ sẽ được mô tả. Trong trường hợp này, một độ chênh lệch (giá trị tương đối) $=z_1-z_0=5$ giữa tổng độ dịch tần số tuần hoàn của từ mã #0 và tổng độ dịch tần số tuần hoàn của từ mã #1 có thể được báo cáo với nhau với tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_0=5$ của từ mã #0 mà đóng vai trò làm chuẩn, như là thông tin điều khiển về tổng độ dịch tần số tuần hoàn được báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở). Do đó, chi phí cho lượng thông tin được yêu cầu phải báo cáo tổng độ dịch tần số tuần hoàn có thể được giảm xuống so với trường hợp trong đó tổng độ dịch tần số tuần hoàn của mỗi từ mã (tài nguyên không gian, lớp, anten hoặc luồng) được báo cáo một cách riêng lẻ. Mặc dù một trường hợp đã được mô tả ở đây trong đó các tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương ứng với hai từ mã được báo cáo tương ứng, nhưng số từ mã không giới hạn là 2, mà có thể là 3 hoặc nhiều hơn. Ngoài ra, một giá trị tương đối (giá trị chênh lệch) về tổng độ dịch tần số tuần hoàn giữa các tài nguyên chỉ báo các tài nguyên không gian như là lớp, anten hoặc luồng cũng có thể được sử dụng thay cho các từ mã.

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó các tổng độ dịch tần số tuần hoàn riêng được thiết lập cho mỗi từ mã (tài nguyên không gian, lớp, anten hoặc luồng) được sử dụng. Tuy nhiên, theo sáng chế, tổng độ dịch tần số tuần hoàn có thể được dùng chung cho nhiều từ mã (các tài nguyên không gian, các lớp, các anten hoặc các luồng) sao cho một tổng độ dịch tần số tuần hoàn chung có thể được sử dụng. Ngoài ra, cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn cũng có thể được thiết lập cho từ mã (các tài nguyên không gian, các lớp, các anten hoặc các luồng). Khi, ví dụ, thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) ánh xạ các từ mã có cùng một MCS đến nhiều từ mã (các tài

nguyên không gian, các lớp, các anten hoặc các luồng), tổng độ dịch tần số tuần hoàn của mỗi từ mã (tài nguyên không gian, lớp, anten hoặc luồng) có thể được thiết lập cho cùng một giá trị (hoặc bằng cách sử dụng một độ dịch tần số tuần hoàn chung) và tổng độ dịch tần số tuần hoàn có thể được báo cáo từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở). Do đó, các từ mã có chất lượng được yêu cầu về căn bản giống nhau được ánh xạ đến nhiều tài nguyên không gian (các lớp, các anten hoặc các luồng) có thể được điều khiển tại cùng lúc và ổn định. Ngoài ra, khi một tổng độ dịch tần số tuần hoàn chung được sử dụng, thì lượng thông tin được yêu cầu phải báo cáo về tổng độ dịch tần số tuần hoàn từ trạm cơ sở đến thiết bị đầu cuối (hoặc, từ thiết bị đầu cuối đến trạm cơ sở) có thể được giảm hơn nữa.

Ngoài ra, phương án 2 đã mô tả phương pháp tiền mã hóa trong truyền thông MIMO nhờ việc chia một tín hiệu SC-FDMA của mỗi luồng cho một dải thông trực giao riêng phần và các tín hiệu nhận được ánh xạ đến các dải tần số có cùng dải thông trực giao riêng phần (độ dài) trong nhiều số nhiều luồng bằng cùng một ma trận tiền mã hóa không gian tương ứng. Do đó, phương án hiện tại cũng có thể lựa chọn một cấu hình mà trong đó thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) dịch tần số một cách tuần hoàn một tín hiệu SC-FDMA, sau đó chia tín hiệu SC-FDMA và nhân các tín hiệu của nhiều tài nguyên không gian (các lớp, các anten hoặc các luồng) được ánh xạ đến các dải tần số có cùng một dải thông trực giao riêng phần (độ dài) với cùng một ma trận tiền mã hóa không gian tương ứng. Nghĩa là thiết bị đầu cuối theo sáng chế có thể lựa chọn một cấu hình kết hợp phương án 2 và phương án hiện tại. Điều này khiến cho có thể đạt được các hiệu quả giống như các hiệu quả tương ứng của của phương án 2 và phương án hiện tại.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó khi thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) truyền nhiều từ mã thông qua nhiều lớp, thì một từ mã được ánh xạ đến một tài nguyên không gian (lớp) (nghĩa là một từ mã và một tài nguyên không gian (lớp) có sự tương ứng một-một). Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể áp dụng cho một trường hợp trong đó thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) ánh xạ một từ mã đến nhiều tài nguyên không gian (các lớp) (ví dụ việc truyền MIMO từ mã riêng lẻ). Ví dụ, một trường hợp sẽ được mô tả trong đó thiết bị đầu cuối thực hiện truyền dồn kênh không gian hai từ mã (từ mã #0 và từ mã #1) bằng cách sử dụng bốn tài nguyên không gian (lớp #0 đến #3). Trong trường hợp này, thiết bị đầu cuối có thể ánh xạ một

tín hiệu (tín hiệu được điều biến) của từ mã #0 đến hai lớp là lớp #0 và lớp #1 và ánh xạ một tín hiệu (tín hiệu được điều biến) của từ mã #1 đến hai lớp là lớp #2 và lớp #3. Trong trường hợp này, thiết bị đầu cuối có thể áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn riêng cho mỗi từ mã bằng cách sử dụng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn được thiết lập riêng cho mỗi lớp (tài nguyên không gian).

Ngoài ra, theo sáng chế, khi ánh xạ một từ mã đến nhiều lớp, thì thiết bị đầu cuối có thể sử dụng cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn cho nhiều lớp (các tài nguyên không gian) mà một từ mã được ánh xạ đến đó. Ví dụ, như được thể hiện trong các hình từ FIG.22A đến FIG.22C, một trường hợp sẽ được mô tả trong đó thiết bị đầu cuối thực hiện truyền dẫn kênh không gian hai từ mã (từ mã #0 và từ mã #1) bằng cách sử dụng bốn lớp (lớp #0 đến lớp #3). Trên Fig.22A, thiết bị đầu cuối ánh xạ mỗi từ mã đến hai lớp (các tài nguyên không gian). Ngoài ra, như được thể hiện trên Fig.22B, thiết bị đầu cuối thiết lập cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn giữa các lớp (các tài nguyên không gian) mà cùng một từ mã được ánh xạ đến. Ví dụ, như được thể hiện trên Fig.22B, thiết bị đầu cuối ánh xạ tín hiệu của từ mã #0 đến hai lớp (các tài nguyên không gian) là lớp #0 và lớp #1 và sử dụng cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_0=12$ ở hai lớp (lớp #0 và lớp #1). Cũng như vậy, như được thể hiện trên Fig.22B, thiết bị đầu cuối ánh xạ tín hiệu của từ mã #1 đến hai lớp (các tài nguyên không gian) là lớp #2 và lớp #3 và sử dụng cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_1=60$ ở hai lớp (lớp #2 và lớp #3). Như được thể hiện trên Fig.22C, thiết bị đầu cuối chia tín hiệu sau khi dịch tần số tuần hoàn thành hai nhóm (nhóm #0 và nhóm #1) có các dải thông trực giao riêng phần. Do đó, vì các tín hiệu được điều chế khác nhau được chứa trong cùng một từ mã được ánh xạ đến các tài nguyên không gian khác nhau (các lớp) được trải qua một quy trình dịch tần số tuần hoàn bằng cách sử dụng cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn, nên có thể làm cân bằng sự biến đổi kênh biểu kiến bằng cách dịch tần số tuần hoàn cho cùng một từ mã khi nó được ánh xạ đến các tài nguyên không gian khác nhau (các lớp). Do đó, có thể tạo ra sự phân bố hợp lý các bit các ký hiệu trong từ mã đồng đều và thực hiện một cách đồng đều và ổn định sự điều khiển thích ứng như là điều chế thích ứng.

Một trường hợp đã được mô tả ở trên (ví dụ FIG.22) trong đó cùng một tổng độ dịch tần số tuần hoàn được áp dụng trong các từ mã được ánh xạ đến các tài nguyên không gian khác nhau (các lớp). Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể lựa chọn một cấu

hình mà trong đó cùng một tổng độ dịch vòng tương đối được áp dụng trong các từ mã được ánh xạ đến các tài nguyên không gian khác nhau (các lớp) trong khi các giá trị tổng độ dịch vòng tương đối khác nhau được sử dụng trong các từ mã. Khi, ví dụ, một trường hợp sẽ được mô tả trong đó khi hai từ mã (từ mã #0 và từ mã #1) được ánh xạ đến bốn tài nguyên không gian (các lớp #0 đến #3), từ mã #0 được ánh xạ đến lớp #0 và lớp #1 và từ mã #1 được ánh xạ đến lớp #2 và lớp #3. Ngoài ra, giả thiết ở đây, ví dụ, tổng độ dịch tần số tuần hoàn của lớp #0 mà lấy làm chuẩn là 8, tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương đối trong lớp #0 và lớp #1 mà từ mã #0 được ánh xạ đến là 5 và tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương đối trong lớp #2 và lớp #3 mà từ mã #1 được ánh xạ đến là 20. Trong trường hợp này, tổng độ dịch tần số tuần hoàn của lớp #0 là 8, tổng độ dịch tần số tuần hoàn của lớp #1 (=tổng độ dịch tần số tuần hoàn là lớp #0 + tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương đối) là $8+5=13$, tổng độ dịch tần số tuần hoàn là lớp #2 (=tổng độ dịch tần số tuần hoàn là lớp #1 + tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương đối) là $13+20=33$ và tổng độ dịch tần số tuần hoàn của lớp #3 (=tổng độ dịch tần số tuần hoàn là lớp #2 + tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương đối) là $33+20=53$. Do đó, nhờ việc cách báo cáo một tổng độ dịch tần số tuần hoàn tương đối, có thể khử được chi phí cho thông tin điều khiển về tổng độ dịch tần số tuần hoàn, trong khi vẫn duy trì được chất lượng truyền thông giống nhau trong các từ mã và thiết lập một cách linh hoạt tổng độ dịch tần số tuần hoàn phù hợp với chất lượng truyền thông từ mã đặc trưng giữa các từ mã.

Khi thiết bị đầu cuối ánh xạ một từ mã đến nhiều tài nguyên không gian (các lớp) như được thể hiện trong, ví dụ, FIG.22, sáng chế có thể sử dụng việc lặp các tín hiệu để các tín hiệu được ánh xạ đến nhiều lớp. Ví dụ, trên Fig.22, thiết bị đầu cuối có thể ánh xạ một bản sao (tín hiệu lặp lại) của đầu ra DFT của từ mã #0 (hoặc từ mã #1) được ánh xạ đến lớp #0 (hoặc lớp #2) đến lớp #0 và lớp #1 (hoặc lớp #2 và lớp #3).

Phương án 7

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án 6 trong đó thiết bị đầu cuối thực hiện dịch tần số tuần hoàn riêng trên mỗi tài nguyên không gian (lớp) trong miền một chiều chỉ trong miền tần số. Ngược lại, phương án hiện tại khác với phương án 6 ở chỗ thiết bị đầu cuối thực hiện dịch tuần hoàn trong một miền không gian ngoài ra còn dịch tuần hoàn trong miền tần số và nhờ đó thực hiện một sự dịch (không gian và tần số) tuần hoàn trong một miền hai chiều của miền không gian và miền tần số.

Cụ thể hơn, thiết bị đầu cuối theo phương án hiện tại áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn cho nhiều đầu ra DFT (nhiều từ mã) được phát tới nhiều tài nguyên không gian (các lớp) cho mỗi tài nguyên không gian trong miền tần số như trong trường hợp của phương án 6, và ngoài ra áp dụng một độ dịch (lớp) không gian tuần hoàn cho các tín hiệu C-SC-FDMA (các nhóm) được sinh ra bằng cách chia nhiều đầu ra DFT (nhiều từ mã) được phát thông qua nhiều tài nguyên không gian (các lớp) dựa trên đơn vị dải thông trực giao riêng phần (ví dụ các nhóm có các dải thông trực giao riêng phần) trong miền không gian (giữa các tài nguyên không gian).

FIG.23 thể hiện một cấu hình của một thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) theo phương án hiện tại. Trong thiết bị đầu cuối 700 được thể hiện trên Fig.23, các thành phần giống như trong phương án 6 (FIG.20) sẽ được gán cho cùng các số chỉ dẫn và các phần mô tả cho chúng sẽ được bỏ qua. Ngoài ra, thiết bị đầu cuối 700 được thể hiện trên Fig.23 được lắp với hai anten để truyền các tín hiệu C-SC-FDMA bằng cách sử dụng hai tài nguyên không gian như trong trường hợp của phương án 6. Ngoài ra, bộ dịch tần số 702 của bộ xử lý C-SC-FDMA 701 được thể hiện trên Fig.23 thực hiện cùng một quy trình giống như quy trình của bộ dịch 301 của bộ xử lý C-SC-FDMA 601 trong thiết bị đầu cuối 600 (FIG.20) của phương án 6. Do đó, thiết bị đầu cuối 700 được thể hiện trên Fig.23 khác với thiết bị đầu cuối 600 (FIG.20) của phương án 6 ở chỗ bộ dịch không gian 703 được lắp giữa bộ chia 111 và bộ tiền mã hóa 202.

Trong thiết bị đầu cuối 700 được thể hiện trên Fig.23, bộ dịch không gian 703 thu thông tin về tổng độ dịch (sau đây gọi tắt là “tổng độ dịch không gian tuần hoàn”) trong vùng tài nguyên không gian (lớp) cho mỗi dải thông trực giao riêng phần (ví dụ nhóm có một dải thông trực giao riêng phần) từ bộ điều khiển 106 làm đầu vào. Ngoài ra, bộ dịch không gian 703 thu các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) đã trải qua quy trình dịch tần số tuần hoàn riêng cho mỗi từ mã (hoặc mỗi lớp) từ mỗi bộ chia 111 của bộ xử lý C-SC-FDMA 701 làm đầu vào như trong trường hợp của phương án 6. Bộ dịch không gian 703 sau đó áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn cho mỗi nhóm giữa các tài nguyên không gian (các lớp) tùy theo tổng độ dịch không gian tuần hoàn cho mỗi dải thông trực giao riêng phần (cluster). Cụ thể hơn, bộ dịch không gian 703 áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn cho các tín hiệu C-SC-FDMA (nhiều nhóm) được sinh ra bằng cách chia các từ mã (Các tín hiệu SC-FDMA) được phát thông qua nhiều tài nguyên không gian (các lớp) trong các đơn vị của dải thông trực

giao. Bộ dịch không gian 703 sau đó xuất các nhóm sau khi dịch không gian tuần hoàn tới bộ tiền mã hóa 202.

Tiếp theo, các bước chi tiết của quy trình xử lý dịch không gian tuần hoàn bởi bộ dịch không gian 703 của thiết bị đầu cuối 700 sẽ được mô tả.

Một trường hợp sẽ được mô tả dưới đây trong đó thiết bị đầu cuối 700 ánh xạ hai từ mã (từ mã #0 và từ mã #1) đến hai tài nguyên không gian khác nhau (ở đây, các lớp) như trong trường hợp của phương án 6. Ngoài ra, các bộ xử lý C-SC-FDMA 701-1 và 701-2 của thiết bị đầu cuối 700 áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn cho từ mã #1 và từ mã #2 (FIG.21B) được thể hiện trên Fig.21A như trong trường hợp của phương án 6, việc chia tín hiệu SC-FDMA sau khi dịch tần số tuần hoàn với các dải thông trực giao riêng phần và sinh ra hai nhóm là nhóm #0 và nhóm #1 (FIG.21C). Nghĩa là thiết bị đầu cuối 700 thực hiện dịch tuần hoàn trong miền một chiều là miền tần số thông qua quy trình xử lý được thể hiện trên Fig.21B.

Như được thể hiện trên Fig.24, bộ dịch không gian 703 sau đó áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn cho mỗi nhóm (nhóm #0 và nhóm #1) sau khi dịch tần số tuần hoàn giữa các tài nguyên không gian (các lớp) trong các đơn vị của dải thông trực giao riêng phần, nghĩa là cho mỗi nhóm có một dải thông trực giao riêng phần. Trên Fig.24, một tổng độ dịch không gian tuần hoàn cho nhóm #0 = 0 (không dịch không gian tuần hoàn) và một tổng độ dịch không gian tuần hoàn cho nhóm #0 = 1 (có dịch không gian tuần hoàn). Do đó, như được thể hiện trên Fig.24, bộ dịch không gian 703 áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn cho nhóm #0 với một tổng độ dịch không gian tuần hoàn = 0 (không dịch không gian tuần hoàn) trong các đơn vị của dải thông trực giao riêng phần $N'=12$. Tương tự, như được thể hiện trên Fig.24, bộ dịch không gian 703 áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn cho nhóm #1 với một tổng độ dịch không gian tuần hoàn = 1 trong các đơn vị của dải thông trực giao riêng phần $N'=60$. Như được thể hiện trên Fig.24, trong nhóm #1, một tín hiệu của từ mã #0 được ánh xạ đến lớp #1 và một tín hiệu của từ mã #1 được ánh xạ đến lớp #0. Nghĩa là thiết bị đầu cuối 700 thực hiện một sự dịch tuần hoàn trong miền một chiều của miền không gian thông qua quy trình xử lý được thể hiện trên Fig.24.

Bằng cách này, theo phương án hiện tại, thiết bị đầu cuối áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn trong các đơn vị của dải thông trực giao riêng phần bổ sung cho quy trình xử lý trong phương án 6, và do đó có thể cải thiện hơn hiệu quả phân tập tần

số và hiệu quả phân tập không gian trong khi vẫn duy trì mối quan hệ trực giao riêng phần giữa các vectơ cột trong miền tần số.

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó trong thiết bị đầu cuối 700 được thể hiện trên Fig.23, bộ dịch tần số 702 áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn cho một tín hiệu miền tần số và bộ dịch không gian 703 sau đó áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn trong miền không gian. Tuy nhiên, theo sáng chế, thứ tự của quy trình dịch tần số tuần hoàn và dịch không gian tuần hoàn trong thiết bị đầu cuối có thể được đảo ngược. Nghĩa là thiết bị đầu cuối theo sáng chế có thể áp dụng một độ dịch (lớp) không gian tuần hoàn trong miền không gian cho một tín hiệu và sau đó áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn trong miền tần số.

Ngoài ra, theo sáng chế, thiết bị đầu cuối có thể thực hiện chỉ dịch (lớp) không gian tuần hoàn trên một tín hiệu trong miền một trong miền một chiều của miền không gian mà không thực hiện bất kỳ sự dịch tần số tuần hoàn nào trong miền tần số. Nghĩa là thiết bị đầu cuối có thể áp dụng một độ dịch (lớp) không gian tuần hoàn cho các tín hiệu C-SC-FDMA (các nhóm) được sinh ra bằng cách chia một tín hiệu SC-FDMA được phát thông qua nhiều tài nguyên không gian trong các đơn vị của các dải thông trực giao riêng phần. Điều này tương ứng với trường hợp trong đó tất cả các tổng độ dịch tần số tuần hoàn trong mỗi tài nguyên không gian (lớp) được thiết lập là 0 trong phương án hiện tại mà thực hiện dịch tuần hoàn trong miền hai chiều của miền tần số và miền không gian. Như một lựa chọn, điều này tương ứng với cấu hình của thiết bị phát (thiết bị đầu cuối 700) trên Fig.23 được làm thích ứng để bộ dịch tần số 702 được bỏ qua và đầu ra DFT (tín hiệu SC-FDMA) được xuất ra từ bộ DFT 110 được nhập trực tiếp vào bộ chia 111 mà không phải trải qua bất kỳ sự dịch tần số tuần hoàn nào. Nghĩa là thiết bị đầu cuối này có thể áp dụng một độ dịch (lớp) không gian tuần hoàn cho đầu ra DFT của mỗi tài nguyên không gian (lớp) mà không cần phải dịch tần số tuần hoàn nó trong miền tần số, mà chỉ cần trong miền không gian (giữa các tài nguyên không gian) dựa trên đơn vị của các dải thông trực giao riêng phần (ví dụ các nhóm có các dải thông trực giao riêng phần). Điều này khiến cho có thể cải thiện các hiệu quả phân tập không gian trong khi vẫn duy trì mối quan hệ trực giao riêng phần trong các nhóm trong miền tần số.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trên Fig.24 theo phương án hiện tại trong đó thiết bị đầu cuối thực hiện việc dịch không gian tuần hoàn trên nhiều nhóm

giữa các tài nguyên không gian cho mỗi nhóm có một độ dài bằng độ rộng dải tần (dải thông) trực giao riêng phần. Tuy nhiên, theo sáng chế, như được thể hiện trên Fig.25, thiết bị đầu cuối cũng có thể áp dụng một độ dịch (lớp) không gian tuần hoàn cho nhiều nhóm trong số các tài nguyên không gian trong các đơn vị của các dải thông (các độ dài) trực giao riêng phần với nhau trong một độ dài ngắn hơn kích thước nhóm (dải thông hẹp hơn dải thông của nhóm). Trên Fig.25, thiết bị đầu cuối áp dụng các độ dịch (lớp) không gian tuần hoàn khác nhau (tổng độ dịch không gian tuần hoàn=1 và 2) trong miền không gian của mỗi trong hai dải thông trực giao riêng phần ($N'=12$ và $N'=48$) trong nhóm #1 ($N'=60$). Điều này khiến cho có thể tăng tính ngẫu nhiên kênh biểu kiến trong nhóm thông qua việc dịch không gian tuần hoàn trong khi vẫn duy trì mối quan hệ trực giao riêng phần giữa các vectơ cột trong miền tần số và nhờ đó cải thiện hơn sự phân tập không gian.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trong phương án hiện tại trong đó dải thông trực giao riêng phần được sử dụng làm đơn vị của miền tần số mà áp dụng sự dịch (lớp) không gian tuần hoàn. Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể sử dụng một bội của dải thông trực giao riêng phần nhỏ nhất trong số các dải thông nhóm làm đơn vị của miền tần số mà áp dụng sự dịch (lớp) không gian tuần hoàn. Khi, ví dụ, dải thông trực giao riêng phần nhỏ nhất được giả thiết là $B_{\min}$, thì đơn vị của miền tần số mà áp dụng sự dịch không gian tuần hoàn có thể được định nghĩa là $kB_{\min}$ (k là một số nguyên). Trạm cơ sở có thể xác định tổng độ dịch không gian tuần hoàn trong các đơn vị của $kB_{\min}$, và báo cáo tổng độ dịch không gian tuần hoàn được xác định này đến thiết bị đầu cuối. Theo cách này, chỉ cần thực hiện điều khiển đơn giản bằng cách sử dụng nhiều dải thông nhóm, có thể định nghĩa đơn vị của miền tần số mà áp dụng sự dịch (lớp) không gian tuần hoàn và còn thu được các hiệu quả giống như của phương án hiện tại.

Ngoài ra, theo sáng chế, tổng độ dịch không gian tuần hoàn y trong đơn vị của miền tần số (ví dụ nhóm đơn vị có một dải thông trực giao riêng phần) mà áp dụng sự dịch (lớp) không gian tuần hoàn có thể khác với một đơn vị của miền tần số mà áp dụng sự dịch (lớp) không gian tuần hoàn khác. Hơn nữa, hướng quay của sự dịch (lớp) không gian tuần hoàn có thể là một trong các hướng cộng (+) và trừ (-). Nghĩa là tổng độ dịch không gian tuần hoàn có thể là $+y$ hoặc $-y$.

Ngoài ra, theo sáng chế, hai tổng độ dịch (z và y) có thể được thiết lập bằng

cách kết hợp tổng độ dịch tần số tuần hoàn z với tổng độ dịch không gian tuần hoàn y . Ví dụ, tổng độ dịch tần số tuần hoàn z_i là lớp $\#i$ có thể được biểu diễn bởi một hàm của tổng độ dịch không gian tuần hoàn y_i của nhóm $\#i$, hoặc ngược lại, tổng độ dịch không gian tuần hoàn y_i của nhóm $\#i$ có thể được biểu diễn bởi một hàm của tổng độ dịch tần số tuần hoàn z_i là lớp $\#i$. Ví dụ, có thể định nghĩa được như sau; tổng độ dịch không gian tuần hoàn $z_i = (\text{tổng độ dịch tần số tuần hoàn } y_i) \bmod (\text{số lớp})$. Ở đây “mod” biểu diễn một phép toán modun. Thiết bị thu có thể chỉ báo cáo tổng độ dịch tần số tuần hoàn y_i đến thiết bị phát và thiết bị phát này có thể xác nhận tổng độ dịch không gian tuần hoàn z_i theo hàm đã được mô tả ở trên. Điều này khiến cho có thể giảm lượng thông tin được yêu cầu phải báo cáo là hai tổng độ dịch tuần hoàn trong miền không gian và miền tần số và cùng lúc cải thiện hiệu quả phân tập không gian và hiệu quả phân tập tần số.

Ngoài ra, theo sáng chế, khi thông tin xác nhận (cờ) chỉ báo có áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn hay không hoặc thông tin xác nhận (cờ) chỉ báo có áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn được báo cáo từ thiết bị thu (trạm cơ sở) đến thiết bị phát (thiết bị đầu cuối) hay không, hai phần thông tin xác nhận (các cờ) có thể được dùng chung và một phần của thông tin hai chiều chỉ báo có áp dụng một độ dịch không gian tuần hoàn hay không và một độ dịch tần số có thể được báo cáo từ thiết bị thu đến thiết bị phát. Điều này khiến cho có thể giảm lượng thông tin điều khiển về thông tin xác nhận và đồng thời thu được hiệu quả phân tập không gian và hiệu quả phân tập tần số.

Ngoài ra, phương án hiện tại đã mô tả trên Fig.24 và FIG.25, khi hai nhóm (nhóm $\#0$ và nhóm $\#1$) được ánh xạ đến các dải tần số không liên tục, thì phương pháp để thiết bị đầu cuối thực hiện dịch tuần hoàn (dịch hai chiều) trong miền hai chiều của miền tần số và miền không gian hoặc phương pháp để thiết bị đầu cuối thực hiện dịch tuần hoàn (dịch một chiều) trong miền một chiều của miền không gian. Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể áp dụng được cho một trường hợp trong đó nhiều nhóm được ánh xạ đến các dải tần số liên tục. Khi, ví dụ, thực hiện dịch hai chiều trong miền tần số và miền không gian, thiết bị đầu cuối dịch tần số một cách tuần hoàn nhiều lần ra DFT trong miền tần số tương ứng, và sau đó dịch (lớp) không gian một cách tuần hoàn đầu ra DFT của mỗi (lớp) tài nguyên không gian được dịch tần số một cách tuần hoàn trong miền không gian (giữa các tài nguyên không gian) dựa trên đơn vị của các dải thông trực giao riêng phần (ví dụ các nhóm có các dải thông trực giao riêng phần)

được mô tả trong phương án 1 và phương án 4. Thiết bị đầu cuối sau đó có thể ánh xạ các tín hiệu được dịch tuần hoàn trong miền tần số và miền không gian đến các dải tần số liên tục của mỗi tài nguyên không gian (lớp). Ngoài ra, khi, ví dụ, thực hiện việc dịch một chiều trong miền không gian, thiết bị đầu cuối dịch (lớp) không gian một cách tuần hoàn nhiều đầu ra DFT dựa trên đơn vị của các dải thông trực giao riêng phần (ví dụ các nhóm có các dải thông trực giao riêng phần) được mô tả trong phương án 1 và phương án 4. Sau đó, các tín hiệu được dịch không gian một cách tuần hoàn có thể được ánh xạ đến các dải tần số liên tục của các tài nguyên không gian (các lớp) tương ứng.

Phương án 8

Một trường hợp đã được mô tả trong phương án 5 trong đó thiết bị đầu cuối áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn riêng cho đầu ra DFT (Tín hiệu SC-FDMA) cho mỗi tài nguyên không gian (lớp). Ngược lại, trong phương án hiện tại, thiết bị đầu cuối áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn riêng cho đầu ra DFT (Tín hiệu SC-FDMA) trong một dải DFT trong các miền thời gian khác nhau (cho mỗi tài nguyên thời gian khác nhau). Thiết bị đầu cuối sau đó chia tín hiệu được dịch tần số một cách tuần hoàn với một dải thông trực giao riêng phần và nhờ đó sinh ra nhiều nhóm.

Cụ thể hơn, thiết bị đầu cuối theo phương án hiện tại thay đổi tổng độ dịch tần số tuần hoàn z_i của một tín hiệu C-SC-FDMA được phát tại mỗi thời điểm i trong một dải DFT (kích thước DFT $N=72$ điểm trên Fig.26) như các độ sớm thời gian trong khi vẫn duy trì việc ánh xạ các vị trí trong miền tần số (các dải tần số) của hai nhóm (nhóm #0 và nhóm #1) như được thể hiện trên Fig.26. Ví dụ, như được thể hiện trên Fig.26, tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_0=0$ tại thời điểm #0, tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_1=12$ tại thời điểm #1, tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_2=36$ tại thời điểm #2 và tổng độ dịch tần số tuần hoàn $z_3=60$ tại thời điểm #3. Nghĩa là thiết bị đầu cuối áp dụng một độ dịch tần số tuần hoàn cho đầu ra DFT (tín hiệu SC-FDMA) trong các miền thời gian khác nhau (từng tài nguyên thời gian khác nhau) bằng cách sử dụng các tổng độ dịch tần số tuần hoàn khác nhau trong dải DFT (72 điểm). Như được thể hiện trên Fig.26, thiết bị đầu cuối sau đó chia đầu ra DFT sau khi dịch tần số tuần hoàn với một dải thông trực giao riêng phần và sinh ra hai nhóm: nhóm #0 và nhóm #1.

Do đó, phương án hiện tại có thể cải thiện hiệu quả phân tập thời gian và hiệu quả phân tập tần số trong khi vẫn duy trì tính trực giao riêng phần giữa các vector cột

của ma trận DFT trong các nhóm mà không cần thay đổi các dải tần số mà đầu ra DFT (tín hiệu SC-FDMA) được cấp phát đến (trong khi vẫn duy trì việc ánh xạ các vị trí (dải tần số) trong miền tần số).

Tổng độ dịch tần số tuần hoàn có thể được thay đổi bằng cách sử dụng một đơn vị ký hiệu, đơn vị khe, đơn vị khung con, đơn vị khung hoặc đơn vị truyền lại hoặc những đơn vị giống như đơn vị thời gian.

Trong một chừng mực nào đó thì các phương án của sáng chế đã được mô tả.

Một trường hợp đã được mô tả các phương án ở trên bằng cách sử dụng thuật ngữ “vector cột của ma trận DFT” trong đó thiết bị đầu cuối chia đầu ra DFT (một tín hiệu SC-FDMA) trong một độ dài (dải thông) mà trực giao riêng phần trong số các vector cột và sinh ra nhiều nhóm (các tín hiệu C-SC-FDMA). Ở đây, ma trận DFT là một ma trận đối xứng. Ví dụ, mỗi phần tử của vector cột thứ n của một ma trận DFT $N \times N$ thì giống với mỗi phần tử vector hàng thứ n . Do đó, theo sáng chế, thậm chí khi sử dụng một ma trận được chuyển vị từ một ma trận DFT làm ma trận tiền mã hóa, thì thiết bị đầu cuối vẫn có thể chia một tín hiệu được tiền mã hóa với một độ dài (dải thông) trực giao riêng phần trong số các vector hàng của ma trận DFT. Nghĩa là phương pháp phân chia tín hiệu SC-FDMA đã được mô tả trong các phương án ở trên có thể được áp dụng cho một tín hiệu được tiền mã hóa bởi một ma trận chuyển vị của ma trận DFT. Do đó, thậm chí khi sử dụng một ma trận được chuyển vị từ ma trận DFT như thế làm ma trận tiền mã hóa, thì vẫn có thể đạt được các hiệu quả giống như trong các phương án ở trên.

Ngoài ra, sáng chế cũng có thể sử dụng một ma trận liên hợp phức của ma trận DFT hoặc một ma trận chuyển vị liên hợp phức của ma trận DFT (ma trận chuyển vị Hermit của ma trận DFT) làm ma trận tiền mã hóa. Ở đây, ma trận liên hợp phức của ma trận DFT và ma trận chuyển vị liên hợp phức của ma trận DFT (ma trận chuyển vị Hermit của ma trận DFT) là các ma trận đối xứng. Bởi vậy, mỗi phần tử của một vector cột thứ n của một ma trận liên hợp phức của một ma trận DFT $N \times N$ (hoặc ma trận liên hợp phức chuyển vị (ma trận chuyển vị Hermit của ma trận DFT)) giống với mỗi phần tử của một vector hàng thứ n . Do đó, các điều kiện trực giao riêng phần của phương trình 1 và phương trình 2 có thể được áp dụng cho ma trận liên hợp phức chuyển vị của ma trận DFT (ma trận chuyển vị Hermit của ma trận DFT), và nhờ đó thiết bị đầu cuối có thể chia một tín hiệu được tiền mã hóa với độ dài trực giao riêng phần (dải

thông) được mô tả trong các phương án ở trên. Nghĩa là phương pháp phân chia tín hiệu SC-FDMA được mô tả trong các phương án ở trên có thể được áp dụng cho tín hiệu được tiền mã hóa bởi ma trận liên hợp phức của ma trận DFT hoặc ma trận liên hợp phức chuyển vị của ma trận DFT (Ma trận chuyển vị Hermit của ma trận DFT). Điều này khiến cho có thể đạt được các hiệu quả giống như trong các phương án ở trên thậm chí khi sử dụng ma trận liên hợp phức của ma trận DFT hoặc ma trận liên hợp phức chuyển vị của ma trận DFT (ma trận chuyển vị Hermit của ma trận DFT) làm ma trận tiền mã hóa.

Ngoài ra, sáng chế cũng có thể sử dụng một ma trận đảo của ma trận DFT làm ma trận tiền mã hóa. Ma trận đảo của ma trận DFT tương đương với ma trận liên hợp phức chuyển vị của ma trận DFT (ma trận chuyển vị Hermit của ma trận DFT). Bởi vậy, khi sử dụng ma trận đảo của ma trận DFT làm ma trận tiền mã hóa, phương pháp phân chia tín hiệu SC-FDMA được mô tả trong các phương án ở trên có thể được áp dụng cho một tín hiệu được tiền mã hóa bởi ma trận đảo của ma trận DFT. Điều này khiến cho có thể đạt được các hiệu quả giống như trong các phương án ở trên thậm chí khi sử dụng ma trận đảo của ma trận DFT làm ma trận tiền mã hóa.

Một cấu hình thiết bị đầu cuối (ví dụ FIG.9 và FIG.20) đã được thể hiện trong các phương án 2 và 6 ở trên trong đó các bộ phận được kết nối theo thứ tự bộ DFT → bộ chia → bộ tiền mã hóa. Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể lựa chọn một cấu hình thiết bị đầu cuối trong đó thứ tự kết nối là bộ DFT → bộ tiền mã hóa → bộ chia. Trong trường hợp này, thiết bị đầu cuối biến đổi các chuỗi ký hiệu truyền tương ứng mà trong đó các tín hiệu dẫn đường được dồn kênh từ miền thời gian thành các tín hiệu miền tần số thông qua quy trình xử lý DFT bằng bộ DFT và sau đó thực hiện tiền mã hóa tuyến tính trên mỗi tín hiệu miền tần số sóng mang con thông qua bộ tiền mã hóa (ví dụ việc dồn kênh hai tín hiệu đầu ra DFT trong một sóng mang con xác định bằng một ma trận tiền mã hóa được biểu diễn ở dạng ma trận). Thiết bị đầu cuối này sau đó có thể thực hiện quy trình xử lý chia trên tín hiệu SC-FDMA cho thành phần tín hiệu miền tần số được tiền mã hóa bằng bộ chia bằng cách sử dụng một trong các phương pháp phân chia của các phương án ở trên.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trong các phương án ở trên trong đó một tín hiệu SC-FDMA được chia với một dải thông trực giao riêng phần trong miền tần số. Tuy nhiên, sáng chế cũng có thể được áp dụng cho truyền MIMO mà trong đó

một tín hiệu được trải ra trong miền thời gian thông qua chuỗi định hướng đa truy cập phân mã (DS-CDMA - direct sequence code division multiple access) hoặc chuỗi tương tự như vậy bằng cách sử dụng một ma trận DFT (ma trận chuyển vị của ma trận DFT, ma trận liên hợp phức của ma trận DFT, ma trận liên hợp phức chuyển vị của ma trận DFT hoặc ma trận đảo của ma trận DFT) và các tín hiệu trải ra được dồn kênh mã hóa trong miền không gian. Trong trường hợp này, một tín hiệu có được thông qua sự trải phổ của ma trận DFT (ma trận chuyển vị của ma trận DFT, ma trận liên hợp phức của ma trận DFT, ma trận liên hợp phức chuyển vị của ma trận DFT hoặc ma trận đảo của ma trận DFT) trong miền thời gian và việc dồn kênh mã hóa trong miền không gian có thể được chia với một dải thông trực giao riêng phần như trong trường hợp theo các phương án ở trên và các tín hiệu được chia tương ứng có thể được ánh xạ đến các tài nguyên thời gian hoặc các tài nguyên không gian không liên tục. Do đó, có thể đạt được các hiệu quả giống như trong các phương án ở trên.

Ngoài ra, các phương án 1 đến 8 ở trên cũng có thể được sử dụng trong tổ hợp với mỗi phương án khác.

Ngoài ra, một trường hợp đã được mô tả trong các phương án ở trên trong đó thiết bị truyền thông theo sáng chế được lắp cho thiết bị đầu cuối 100 (FIG.1), thiết bị đầu cuối 200 (FIG.9), thiết bị đầu cuối 300 (FIG.15), thiết bị đầu cuối 500 (FIG.19), thiết bị đầu cuối 600 (FIG.20) hoặc thiết bị đầu cuối 700 (FIG.23), nhưng thiết bị truyền thông theo sáng chế cũng có thể được lắp cho trạm cơ sở.

Ngoài ra, thiết bị đầu cuối cũng có thể được gọi là thiết bị người dùng (UE - User Equipment) và trạm cơ sở cũng có thể được gọi là Node B hoặc BS (Base Station).

Ngoài ra, sáng chế đã được mô tả việc sử dụng anten trong các phương án ở trên, sáng chế cũng có thể sử dụng một cổng anten.

Cổng anten này ám chỉ đến một anten logic được ghép thành từ một hoặc nhiều anten vật lý. Nghĩa là không phải cổng anten luôn luôn là một anten vật lý mà có thể là một mảng anten được lắp ghép từ anten hoặc các thiết bị tương tự như vậy.

Ví dụ, chuẩn 3GPP LTE không định nghĩa là một cổng anten được ghép lại thành từ nhiều anten vật lý, mà định nghĩa cổng anten là một đơn vị nhỏ nhất mà trạm cơ sở có thể truyền các tín hiệu chuẩn khác nhau.

Ngoài ra, cổng anten cũng có thể được định nghĩa là một đơn vị nhỏ nhất để

nhân một trọng số vector tiền mã hóa.

Hơn nữa, mặc dù các trường hợp đã được mô tả với các phương án ở trên mà trong đó sáng chế được tạo cấu hình bằng phần cứng, nhưng sáng chế cũng có thể được sử dụng bằng phần mềm.

Mỗi khối chức năng được sử dụng trong phần mô tả của các phương án đã nêu ở trên thông thường có thể được sử dụng như một mạch tích hợp cỡ lớn (LSI) được cấu thành bởi một mạch tích hợp. Các khối này cũng có thể là các chip riêng lẻ được chứa một phần hay toàn bộ trên một đơn chip. Thuật ngữ “LSI” được sử dụng ở đây nhưng cũng có thể gọi là “IC”, “LSI hệ thống”, “super LSI” hoặc “ultra LSI” tùy thuộc vào các mức độ tích hợp khác nhau.

Hơn nữa, phương pháp tích hợp mạch không chỉ giới hạn là các mạch LSI, mà cũng có thể sử dụng các bộ xử lý chuyên dụng hoặc đa năng. Sau công nghệ sản xuất mạch LSI, cũng có thể sử dụng một Mảng cổng logic có thể lập trình bằng trường (FPGA - Field Programmable Gate Array) hoặc một bộ xử lý có thể cấu hình lại trong đó các kết nối và các thiết lập của các ô mạch trong một LSI có thể được tạo cấu hình lại.

Hơn nữa, nếu công nghệ mạch tích hợp tiến tới thay thế các mạch LSI như là kết quả tiến bộ của công nghệ bán dẫn hoặc một công nghệ dẫn xuất khác, thì tất nhiên cũng có thể thực hiện việc tích hợp các khối chức năng bằng cách sử dụng công nghệ này. Cũng có thể áp dụng sáng chế cho công nghệ sinh học.

Bộ lộ của đơn xin cấp bằng sáng chế tại Nhật bản số 2008-242716, nộp ngày 22 tháng 9 năm 2008 và đơn xin cấp bằng sáng chế tại Nhật bản số 2009-201740, nộp ngày 01 tháng 9 năm 2009, bao gồm phần mô tả, các hình vẽ và bản tóm tắt được kết hợp chặt chẽ toàn bộ trong tài liệu này.

Hiệu quả đạt được của sáng chế

Khi chia một tín hiệu SC-FDMA thành nhiều nhóm và ánh xạ các nhóm này đến các dải tần số không liên tục (khi sử dụng kỹ thuật C-SC-FDMA), thì sáng chế có thể giảm ISI gây bởi sự triệt tiêu tính trực giao của ma trận DFT.

Khả năng áp dụng công nghiệp

Sáng chế có thể áp dụng cho hệ thống truyền thông tương tự hoặc các hệ thống tương tự.

YÊU CẦU BẢO HỘ

1. Thiết bị truyền thông bao gồm:

bộ biến đổi Fourier rời rạc (DFT - discrete Fourier transform) thực hiện biến đổi ký hiệu trên miền thời gian thành tín hiệu trên miền tần số với kích thước DFT là tích của các lũy thừa của nhiều giá trị, các giá trị này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các giá trị này là một tập số nguyên không âm;

bộ ánh xạ thực hiện ánh xạ tín hiệu trên miền tần số vào nhiều dải tần, mỗi dải tần bao gồm nhiều sóng mang con, mỗi dải tần được cấp phát tại một vị trí riêng biệt với (các) vị trí của (các) dải tần khác, và kích thước của ít nhất một dải tần là bội số tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, các số nguyên tố này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các số nguyên tố này là một tập các số nguyên không âm; và

bộ sinh thực hiện tạo ra tín hiệu đa truy nhập phân tần đơn sóng mang (SC-FDMA - single carrier-frequency division multiple access) trên miền thời gian từ tín hiệu được ánh xạ.

2. Thiết bị truyền thông theo điểm 1, trong đó số lượng các dải tần là hai, và kích thước một trong hai dải tần là bội số của tích hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

3. Thiết bị truyền thông theo điểm 1, trong đó các số nguyên tố được lựa chọn theo thứ tự từ số nguyên tố nhỏ hơn.

4. Thiết bị truyền thông theo điểm 1, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

5. Thiết bị truyền thông theo điểm 1, trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn số nguyên tố thứ nhất.

6. Thiết bị truyền thông theo điểm 1, trong đó

kích thước của mỗi dải tần là 1 đơn vị chia tối thiểu hoặc nhiều đơn vị chia tối thiểu, và đơn vị chia tối thiểu là tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, và trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn số nguyên tố thứ nhất.

7. Thiết bị truyền thông theo điểm 6, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của đơn vị chia tối thiểu.

8. Phương pháp truyền thông được thực hiện bởi thiết bị truyền thông, phương pháp này bao gồm các bước:

biến đổi ký hiệu trên miền thời gian thành tín hiệu trên miền tần số bằng phép biến đổi Fourier rời rạc (DFT) với kích thước là tích của các lũy thừa của nhiều giá trị, các giá trị này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các giá trị này là một tập số nguyên không âm;

ánh xạ tín hiệu trên miền tần số vào nhiều dải tần, mỗi dải tần bao gồm nhiều sóng mang con, mỗi dải tần được cấp phát tại một vị trí riêng biệt với (các) vị trí của (các) dải tần khác, và kích thước của ít nhất một dải tần là bội số tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, các số nguyên tố này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các số nguyên tố này là một tập các số nguyên không âm; và

tạo ra tín hiệu đa truy nhập phân tần đơn sóng mang (SC-FDMA - single carrier-frequency division multiple access) trên miền thời gian từ tín hiệu được ánh xạ.

9. Phương pháp truyền thông theo điểm 8, trong đó số lượng các dải tần là hai, và kích thước của một trong hai dải tần là bội số của tích hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

10. Phương pháp truyền thông theo điểm 8, trong đó các số nguyên tố được lựa chọn từ số nguyên tố nhỏ hơn.

11. Phương pháp truyền thông theo điểm 8, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của tích hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

12. Phương pháp truyền thông theo điểm 8, trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn số nguyên tố thứ nhất.

13. Phương pháp truyền thông theo điểm 8, trong đó

kích thước của mỗi dải tần là 1 đơn vị chia tối thiểu hoặc nhiều đơn vị chia tối thiểu, và đơn vị chia tối thiểu là tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, và trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn số nguyên tố thứ nhất.

14. Phương pháp truyền thông theo điểm 13, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của đơn vị chia tối thiểu.

15. Thiết bị truyền thông bao gồm:

bộ kết hợp được tạo cấu hình để kết hợp các tín hiệu được ánh xạ trên các dải tần trên miền tần số thành tín hiệu kết hợp, mỗi dải tần bao gồm nhiều sóng mang con, mỗi dải tần được cấp phát tại một vị trí riêng biệt với (các) vị trí của (các) dải tần khác, và kích thước của ít nhất một dải tần là bội số tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, các số nguyên tố này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các số nguyên tố này là một tập các số nguyên không âm; và

bộ biến đổi được tạo cấu hình để biến đổi ký hiệu kết hợp trên miền tần số thành ký hiệu trên miền thời gian bằng phép biến đổi Fourier rời rạc ngược (inverse discrete Fourier transform - IDFT) với kích thước DFT là tích của các lũy thừa của nhiều giá trị, các giá trị này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các giá trị này là một tập số nguyên không âm.

16. Thiết bị truyền thông theo điểm 15, trong đó số lượng các dải tần là hai, và kích thước một trong hai dải tần là bội số của tích hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

17. Thiết bị truyền thông theo điểm 15, trong đó các số nguyên tố được lựa chọn theo thứ tự từ số nguyên tố nhỏ hơn.

18. Thiết bị truyền thông theo điểm 15, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

19. Thiết bị truyền thông theo điểm 15, trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn số nguyên tố thứ nhất.

20. Thiết bị truyền thông theo điểm 15, trong đó kích thước của mỗi dải tần là 1 đơn vị chia tối thiểu hoặc nhiều đơn vị chia tối thiểu, và đơn vị chia tối thiểu là tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, và trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn số nguyên tố thứ nhất.

21. Thiết bị truyền thông theo điểm 20, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của đơn vị chia tối thiểu.

22. Thiết bị truyền thông theo điểm 21 còn bao gồm:

bộ phát được tạo cấu hình để phát thông tin cấp phát chỉ thị vị trí tần số của mỗi dải tần, vị trí tần số này được chỉ thị liên quan tới đơn vị chia tối thiểu.

23. Thiết bị truyền thông theo điểm 15 còn bao gồm:

bộ phát được tạo cấu hình để phát thông tin cấp phát bao gồm kích thước của ít nhất một dải tần.

24. Phương pháp truyền thông được thực hiện bởi thiết bị truyền thông bao gồm:

bộ kết hợp thực hiện kết hợp các tín hiệu được ánh xạ trên các dải tần trên miền tần số thành tín hiệu kết hợp, mỗi dải tần bao gồm nhiều sóng mang con, mỗi dải tần được cấp phát tại một vị trí riêng biệt với (các) vị trí của (các) dải tần khác, và kích thước của ít nhất một dải tần là bội số tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, các số nguyên tố này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các số nguyên tố này là một tập các số nguyên không âm; và

bộ biến đổi thực hiện biến đổi ký hiệu kết hợp trên miền tần số thành ký hiệu trên miền thời gian bằng phép biến đổi Fourier rời rạc ngược (inverse discrete Fourier transform - IDFT) với kích thước DFT là tích của các lũy thừa của nhiều giá trị, các giá trị này là các số nguyên lớn hơn 1 và khác nhau, số mũ của các giá trị này là một tập số nguyên không âm.

25. Phương pháp truyền thông theo điểm 24, trong đó số lượng các dải tần là hai, và kích thước một trong hai dải tần là bội số của tích hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

26. Phương pháp truyền thông theo điểm 24, trong đó các số nguyên tố được lựa chọn từ số nguyên tố nhỏ hơn.

27. Phương pháp truyền thông theo điểm 24, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của tích hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố.

28. Phương pháp truyền thông theo điểm 24, trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn

số nguyên tố thứ nhất.

29. Phương pháp truyền thông theo điểm 24, trong đó kích thước của mỗi dải tần là 1 đơn vị chia tối thiểu hoặc nhiều đơn vị chia tối thiểu, và đơn vị chia tối thiểu là tích của hai hoặc nhiều lũy thừa của các số nguyên tố, và trong đó số mũ thứ nhất của số nguyên tố thứ nhất bằng hoặc lớn hơn so với số mũ thứ hai của số nguyên tố thứ hai mà lớn hơn số nguyên tố thứ nhất.

30. Phương pháp truyền thông theo điểm 29, trong đó kích thước của tất cả các dải tần là bội số của đơn vị chia tối thiểu.

31. Phương pháp truyền thông theo điểm 30, phương pháp này còn bao gồm bước:

phát thông tin cấp phát chỉ thị vị trí tần số của mỗi dải tần, vị trí tần số này được chỉ thị liên quan tới đơn vị chia tối thiểu.

32. Phương pháp truyền thông theo điểm 24, phương pháp này còn bao gồm bước:

phát thông tin cấp phát bao gồm kích thước của ít nhất một dải tần.

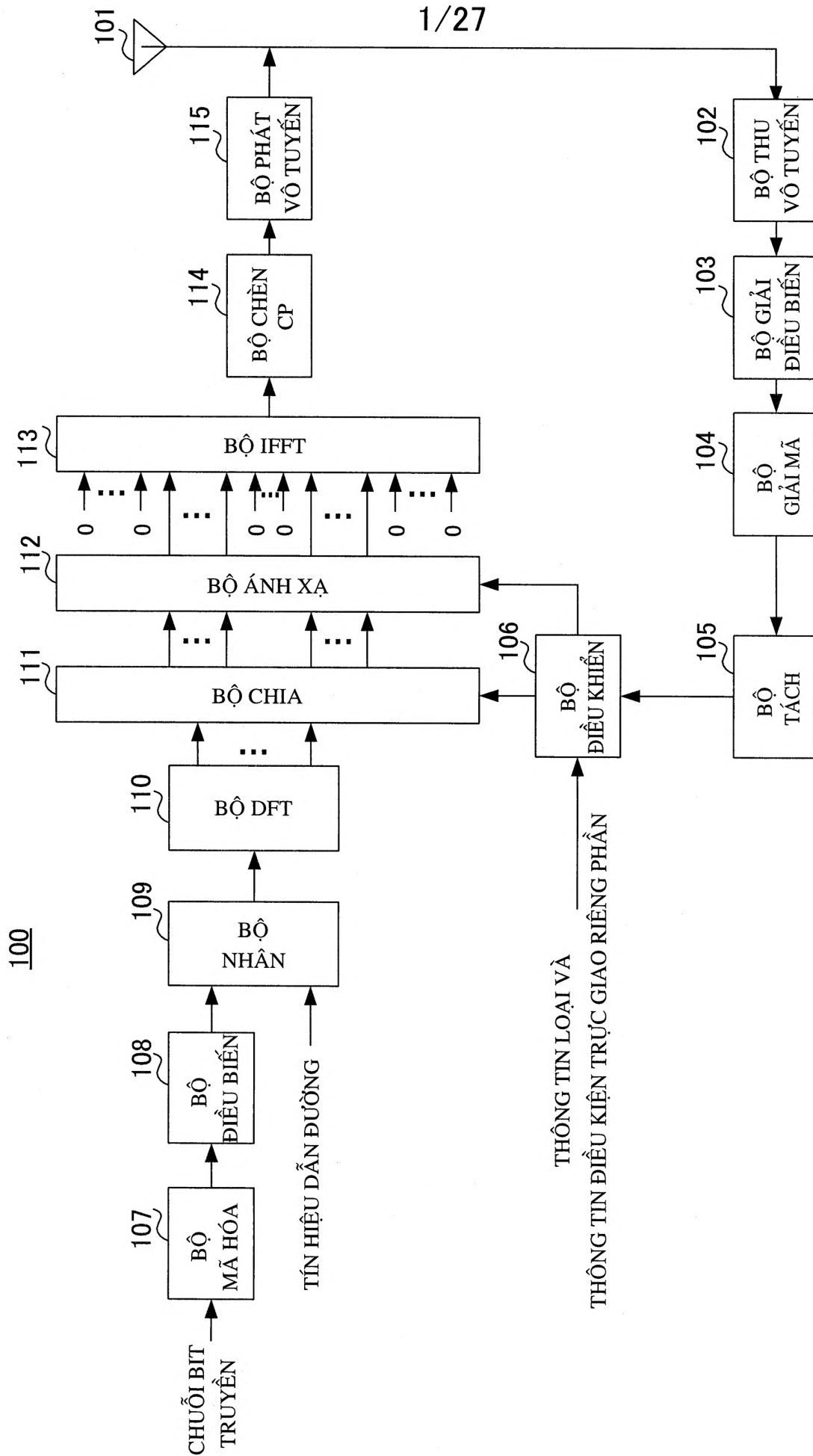


FIG.1

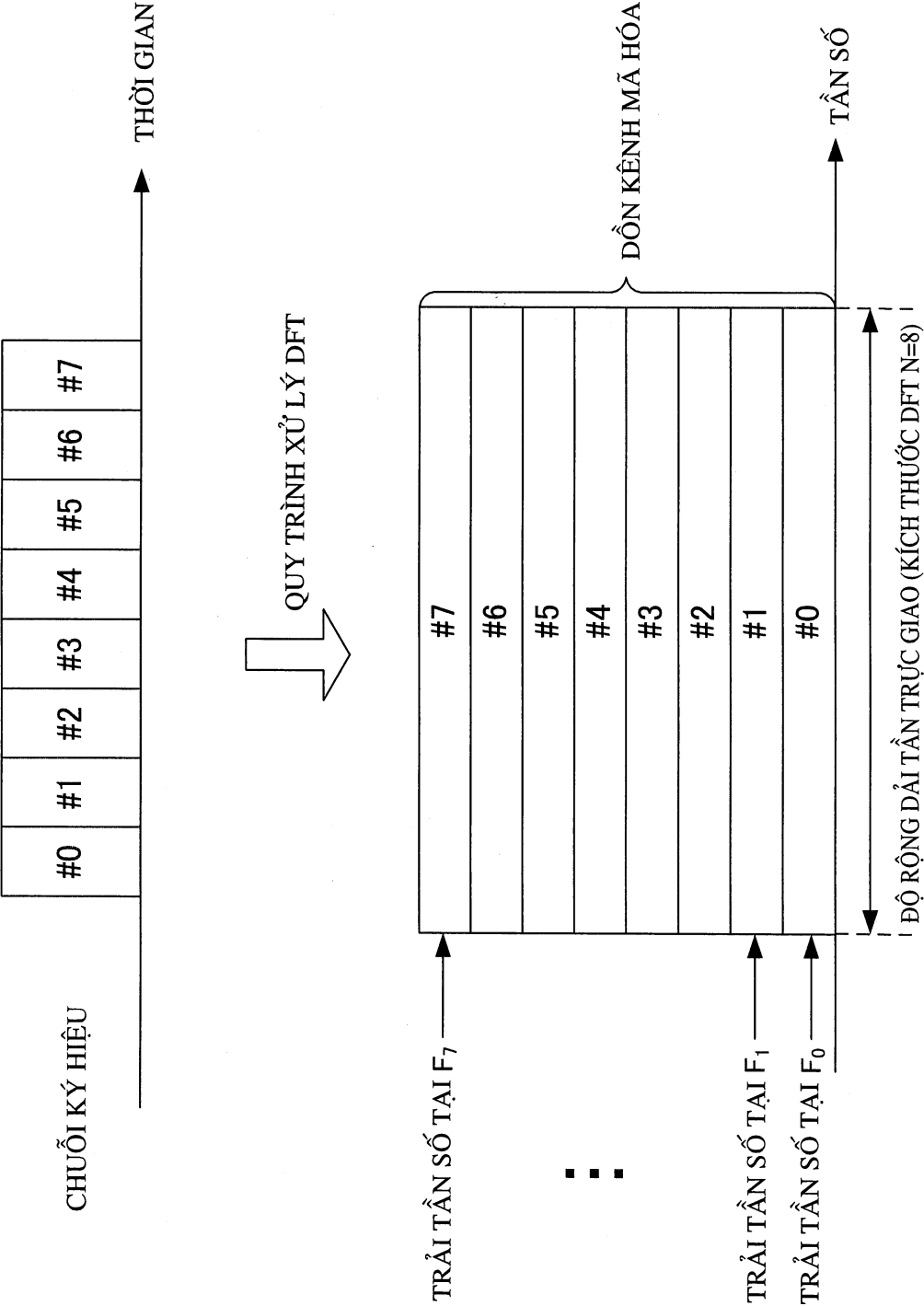


FIG.2

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{8}}$$

$k \rightarrow$	0	1	2	3	4	5	6	7
f_7	1	$-j2\pi\frac{7}{8}_e$	$-j2\pi\frac{14}{8}_e$	$-j2\pi\frac{21}{8}_e$	$-j2\pi\frac{28}{8}_e$	$-j2\pi\frac{35}{8}_e$	$-j2\pi\frac{42}{8}_e$	$-j2\pi\frac{49}{8}_e$
f_6	1	$-j2\pi\frac{6}{8}_e$	$-j2\pi\frac{12}{8}_e$	$-j2\pi\frac{18}{8}_e$	$-j2\pi\frac{24}{8}_e$	$-j2\pi\frac{30}{8}_e$	$-j2\pi\frac{36}{8}_e$	$-j2\pi\frac{42}{8}_e$
f_5	1	$-j2\pi\frac{5}{8}_e$	$-j2\pi\frac{10}{8}_e$	$-j2\pi\frac{15}{8}_e$	$-j2\pi\frac{20}{8}_e$	$-j2\pi\frac{25}{8}_e$	$-j2\pi\frac{30}{8}_e$	$-j2\pi\frac{35}{8}_e$
f_4	1	$-j2\pi\frac{4}{8}_e$	$-j2\pi\frac{8}{8}_e$	$-j2\pi\frac{12}{8}_e$	$-j2\pi\frac{16}{8}_e$	$-j2\pi\frac{20}{8}_e$	$-j2\pi\frac{24}{8}_e$	$-j2\pi\frac{28}{8}_e$
f_3	1	$-j2\pi\frac{3}{8}_e$	$-j2\pi\frac{6}{8}_e$	$-j2\pi\frac{9}{8}_e$	$-j2\pi\frac{12}{8}_e$	$-j2\pi\frac{15}{8}_e$	$-j2\pi\frac{18}{8}_e$	$-j2\pi\frac{21}{8}_e$
f_2	1	$-j2\pi\frac{2}{8}_e$	$-j2\pi\frac{4}{8}_e$	$-j2\pi\frac{6}{8}_e$	$-j2\pi\frac{8}{8}_e$	$-j2\pi\frac{10}{8}_e$	$-j2\pi\frac{12}{8}_e$	$-j2\pi\frac{14}{8}_e$
f_1	1	$-j2\pi\frac{1}{8}_e$	$-j2\pi\frac{2}{8}_e$	$-j2\pi\frac{3}{8}_e$	$-j2\pi\frac{4}{8}_e$	$-j2\pi\frac{5}{8}_e$	$-j2\pi\frac{6}{8}_e$	$-j2\pi\frac{7}{8}_e$
f_0	1	1	1	1	1	1	1	1

FIG.3

4/27

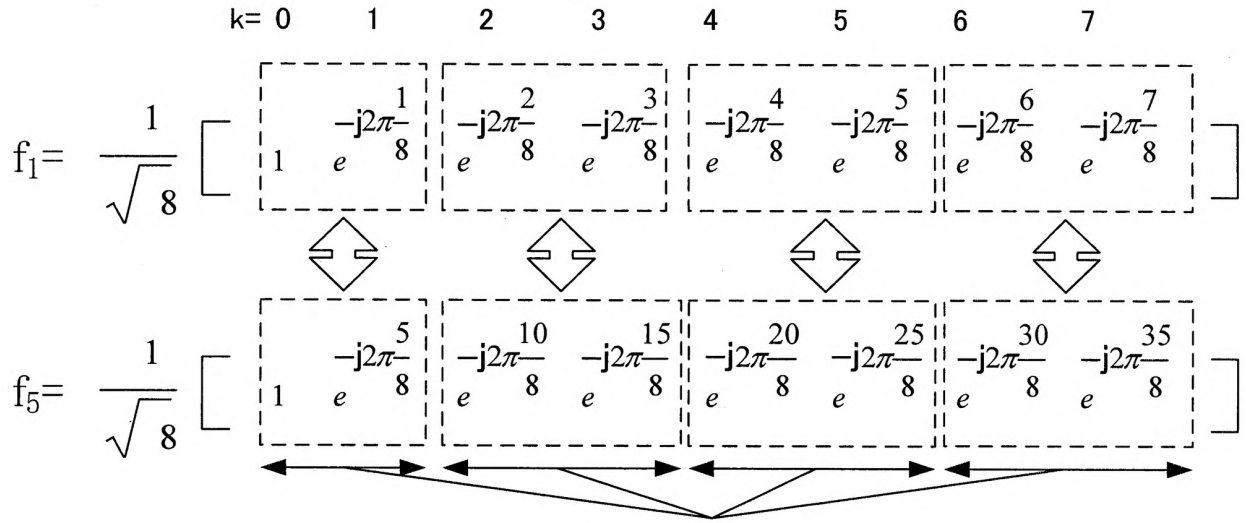


FIG.4A

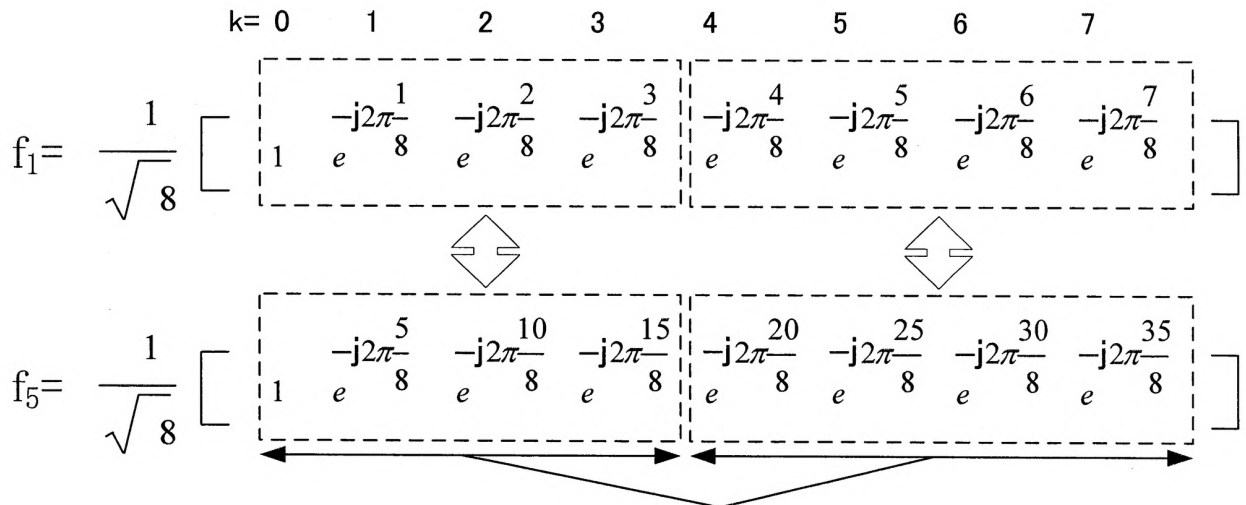
 $N'=2$ 

FIG.4B

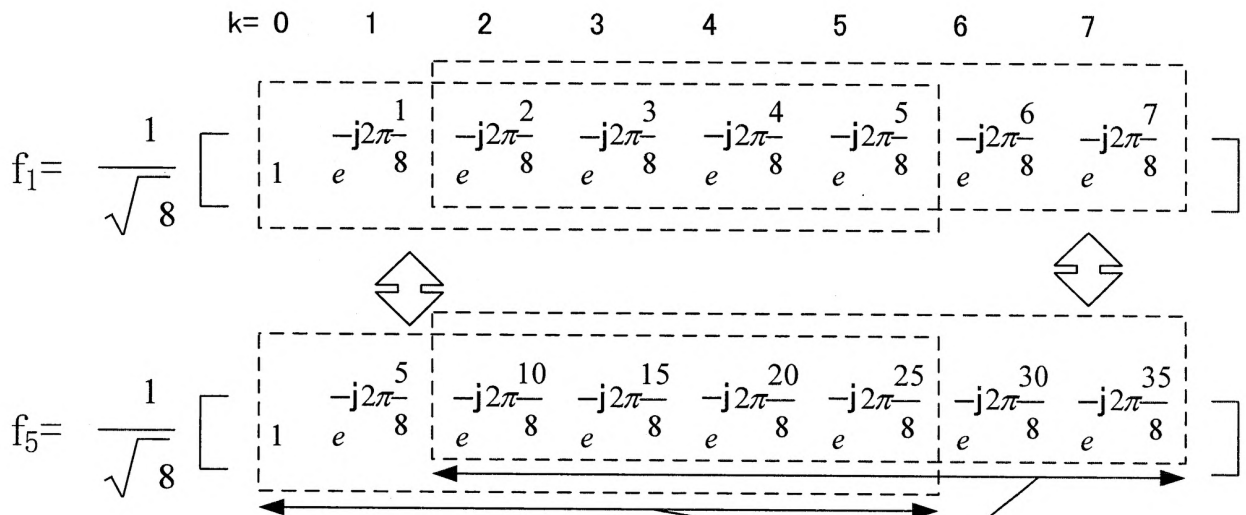
 $N'=4$ 

FIG.4C

 $N'=6$

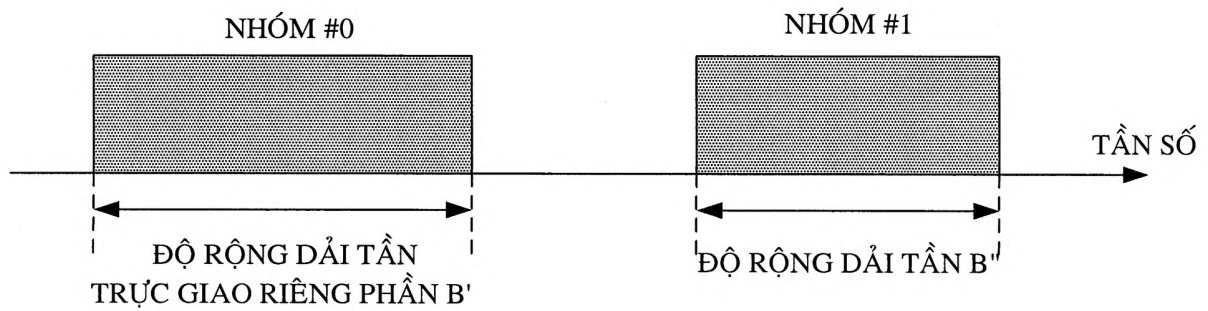


FIG. 5A

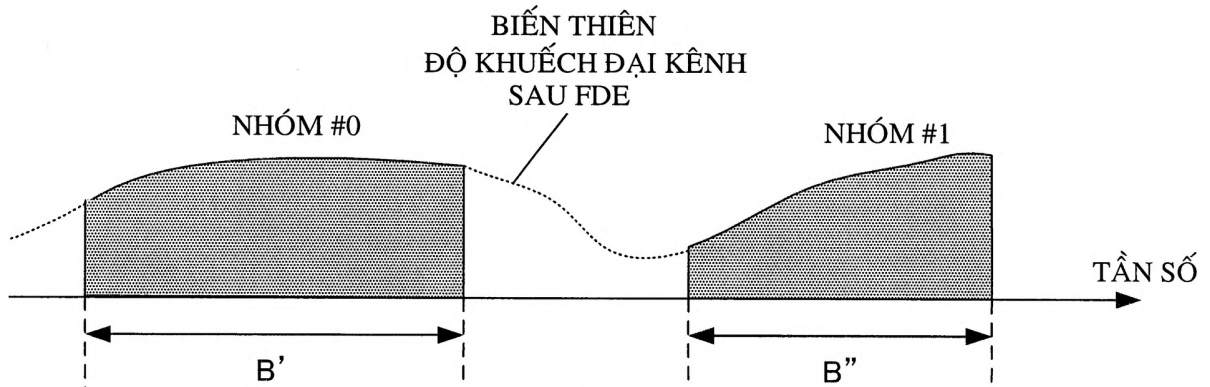


FIG. 5B

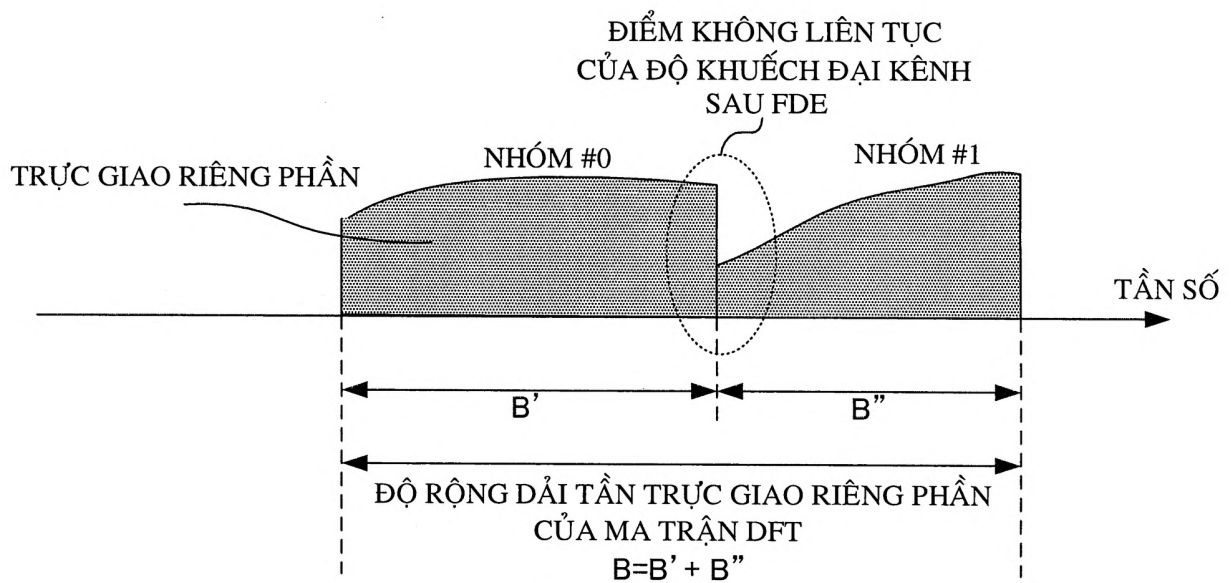


FIG. 5C



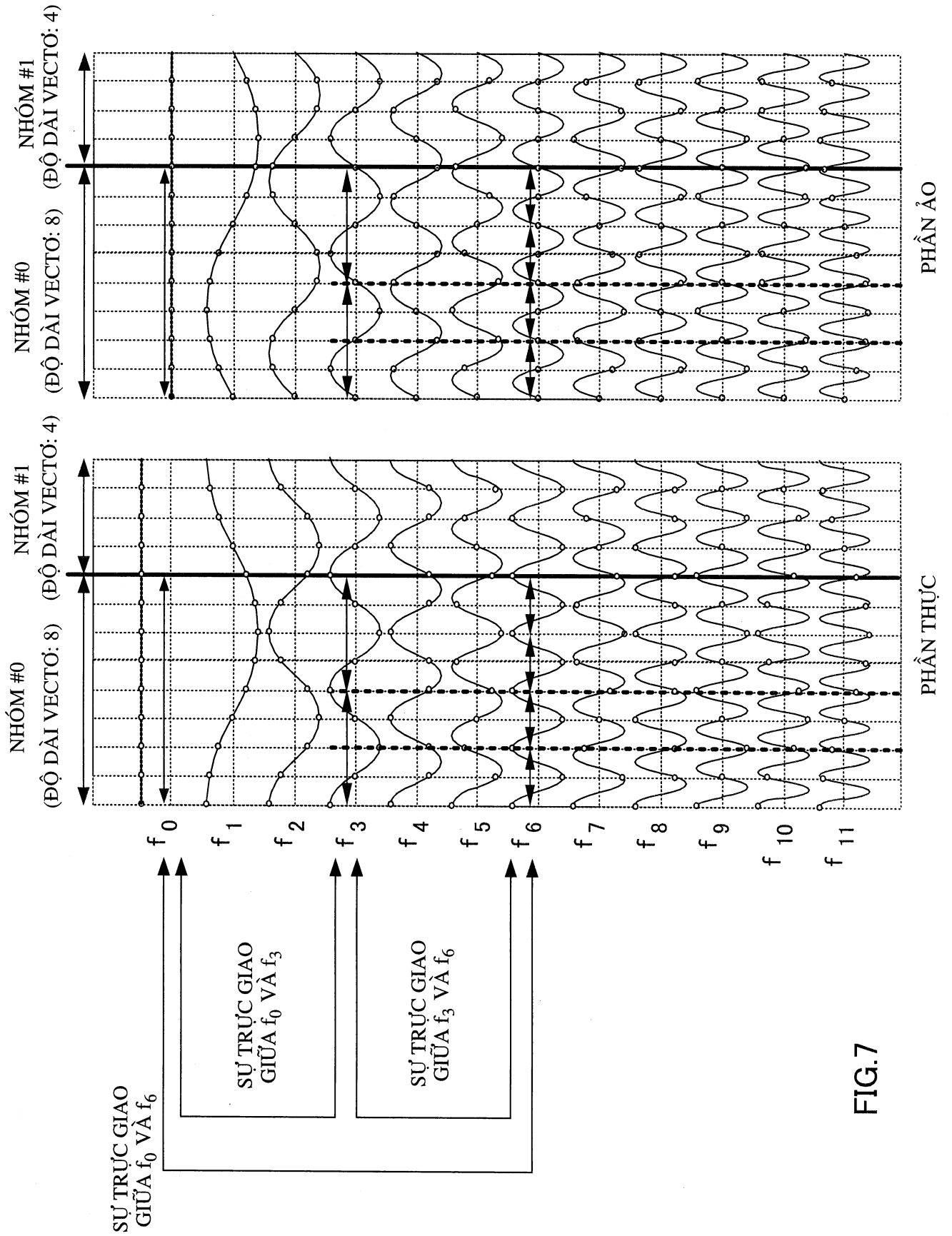


FIG.7

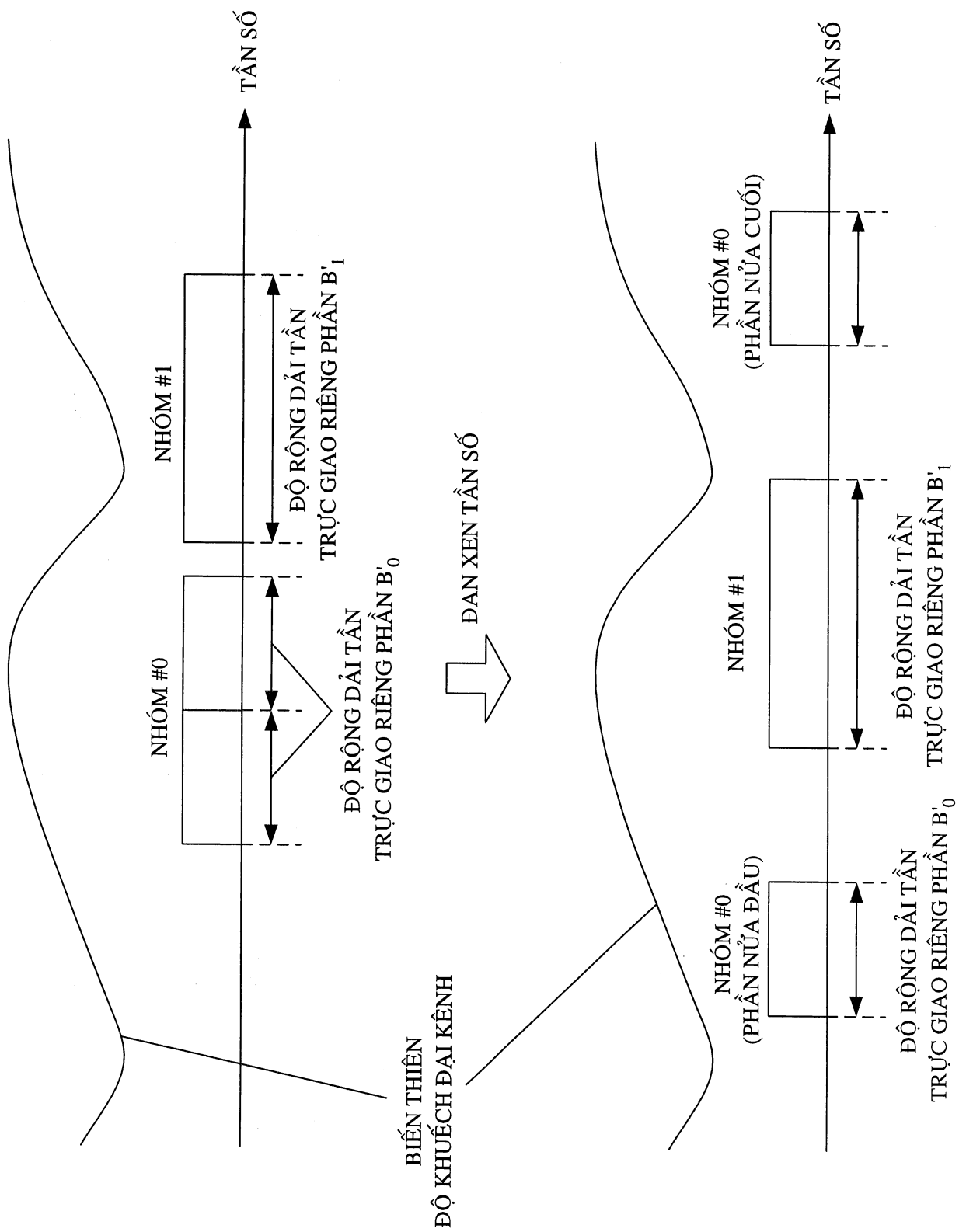


FIG.8

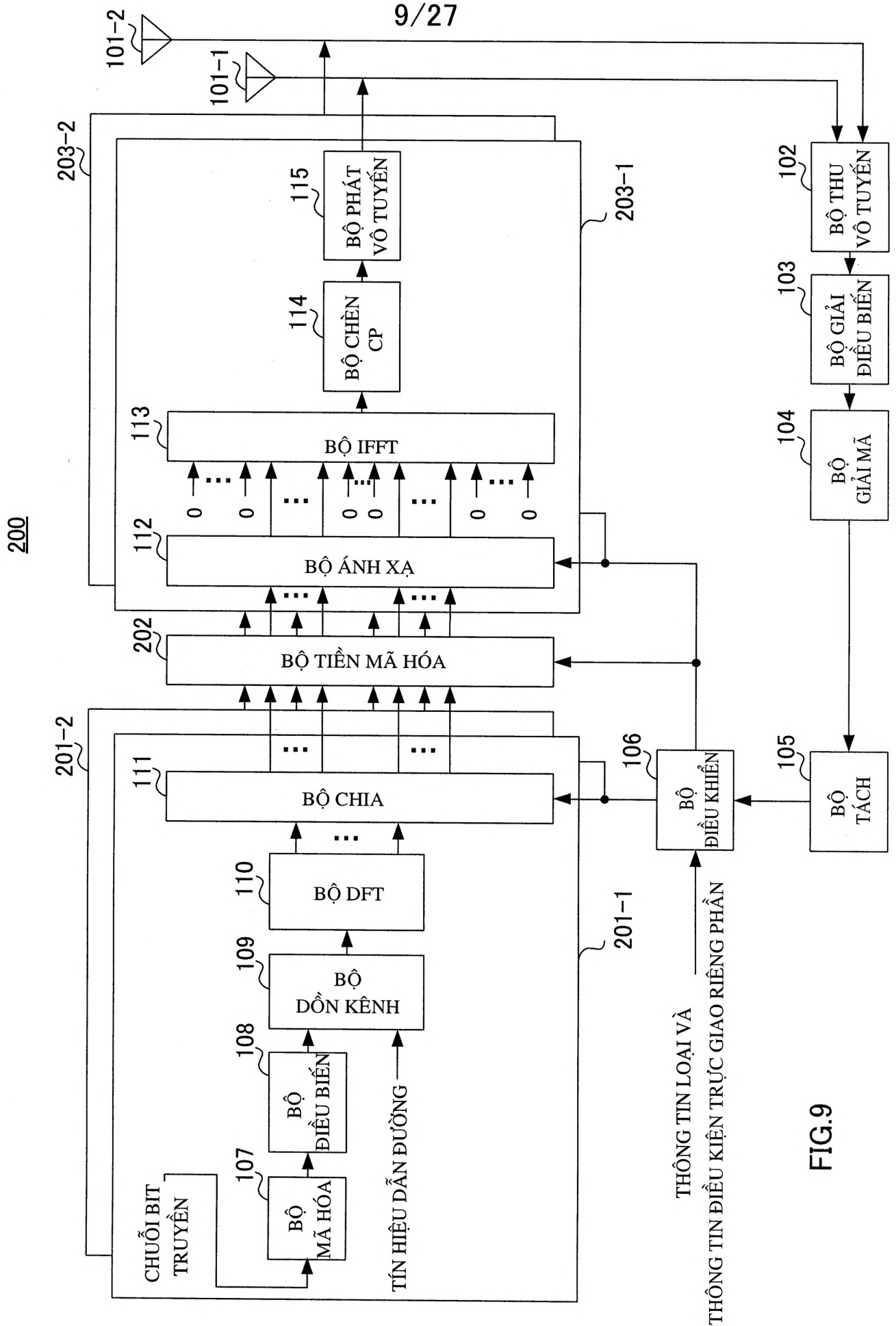


FIG.9

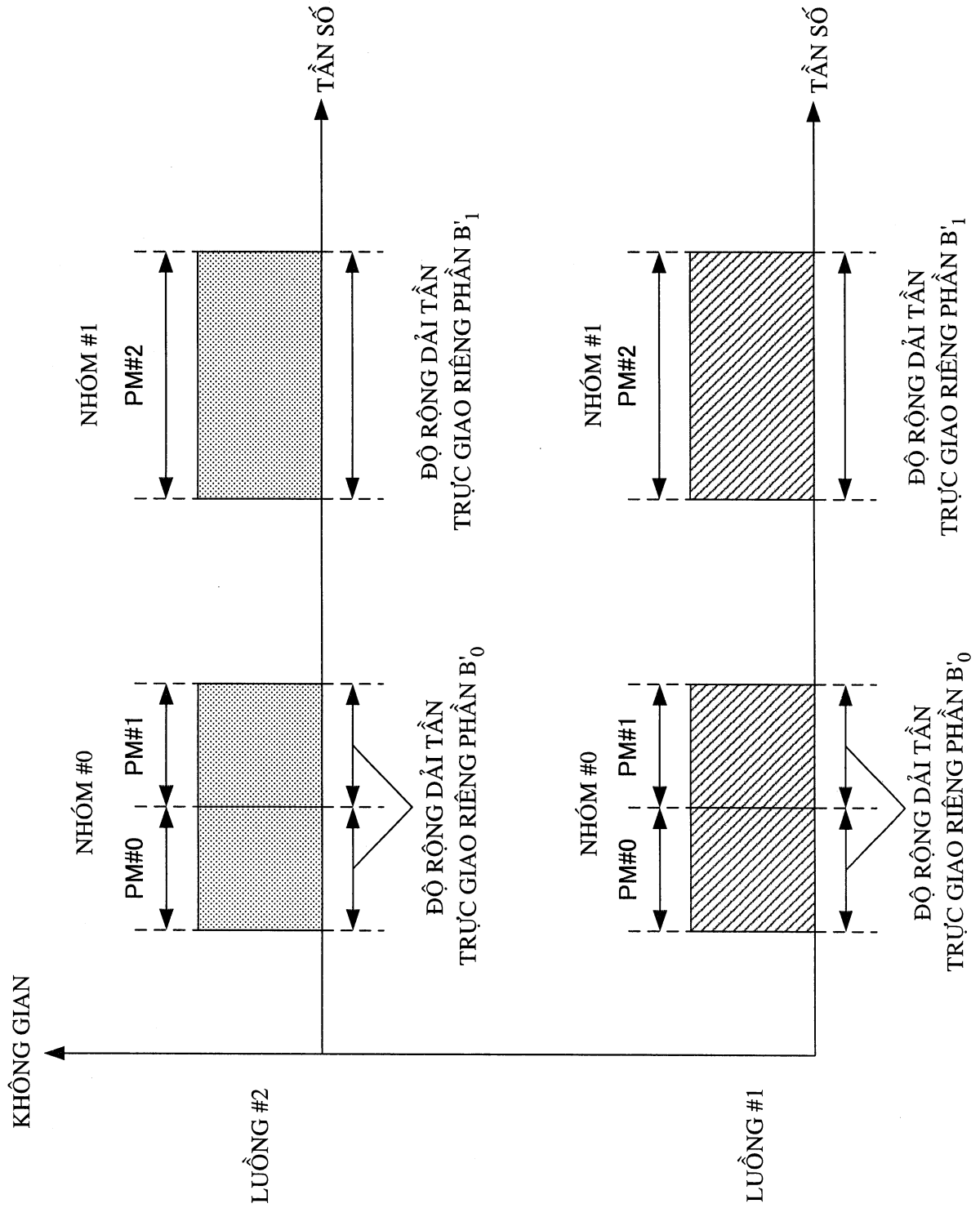


FIG. 10A

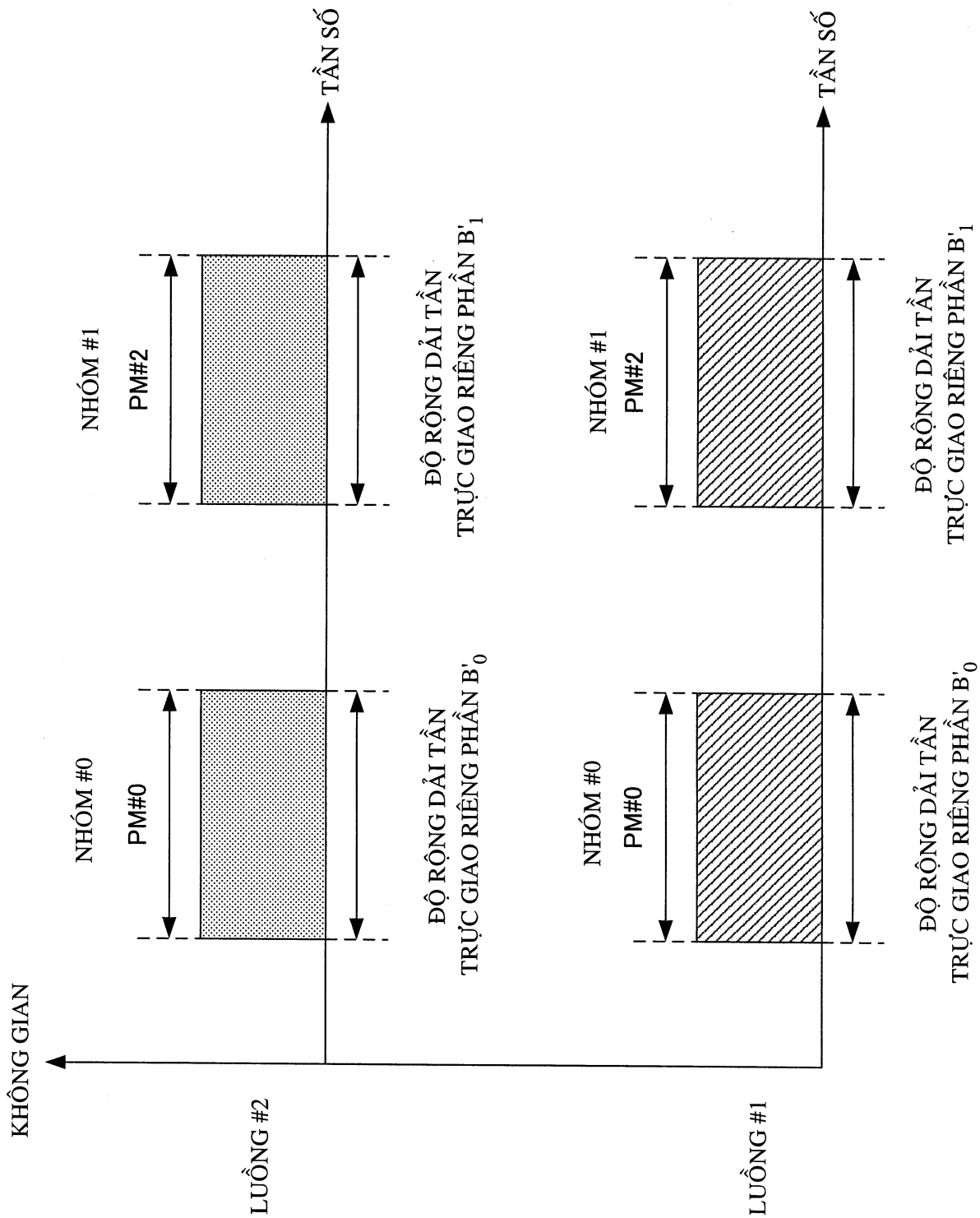


FIG.10B

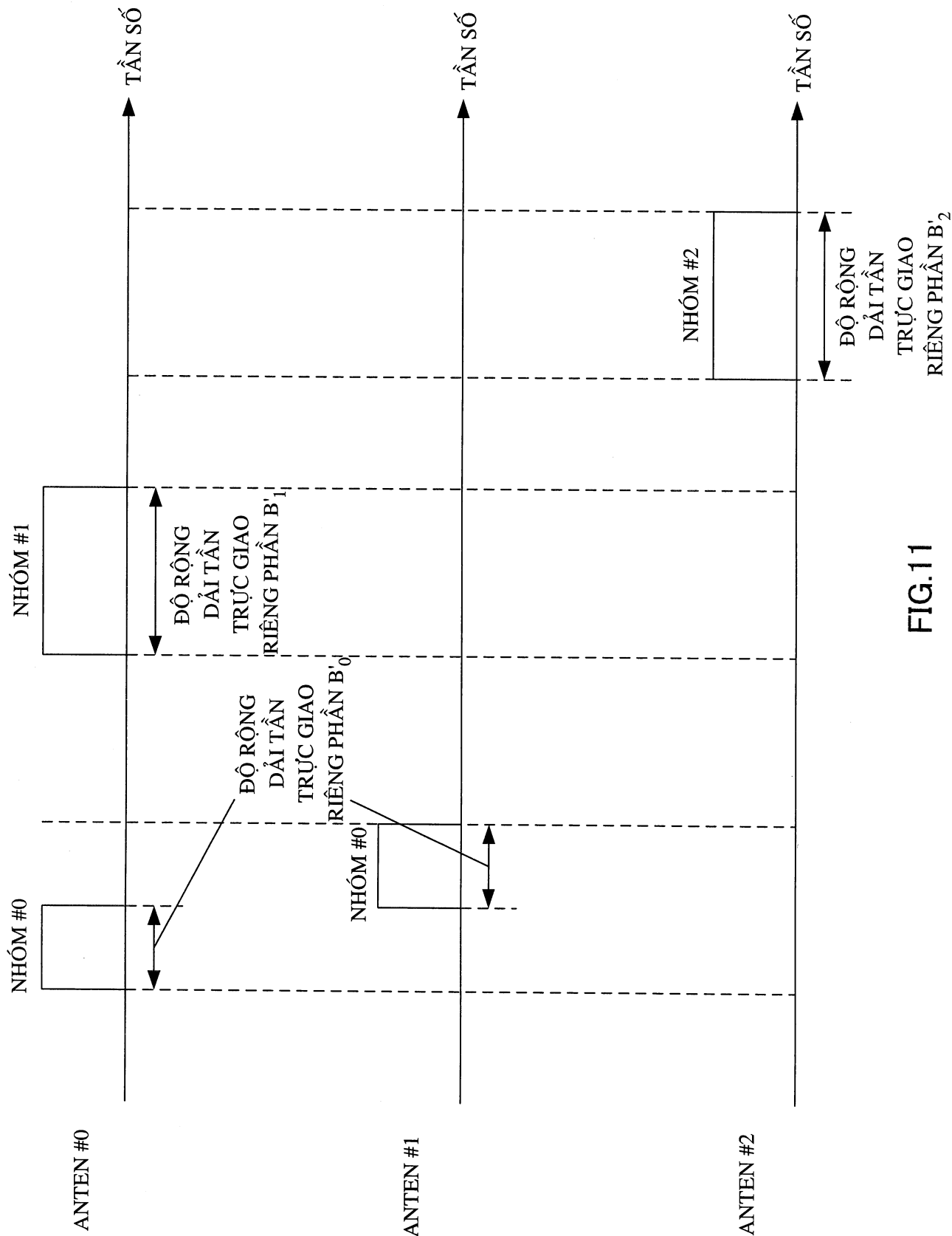


FIG.11

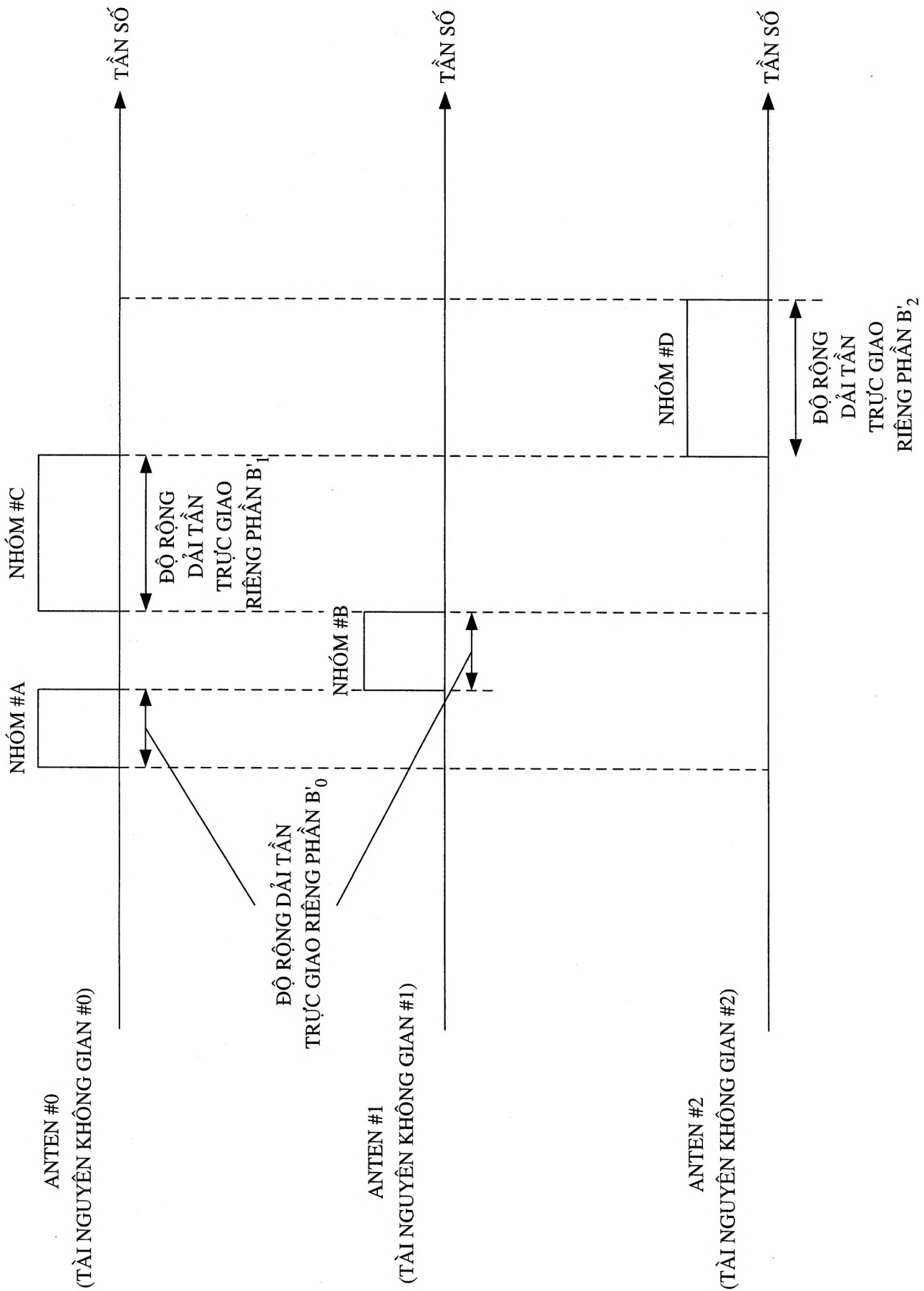


FIG.12

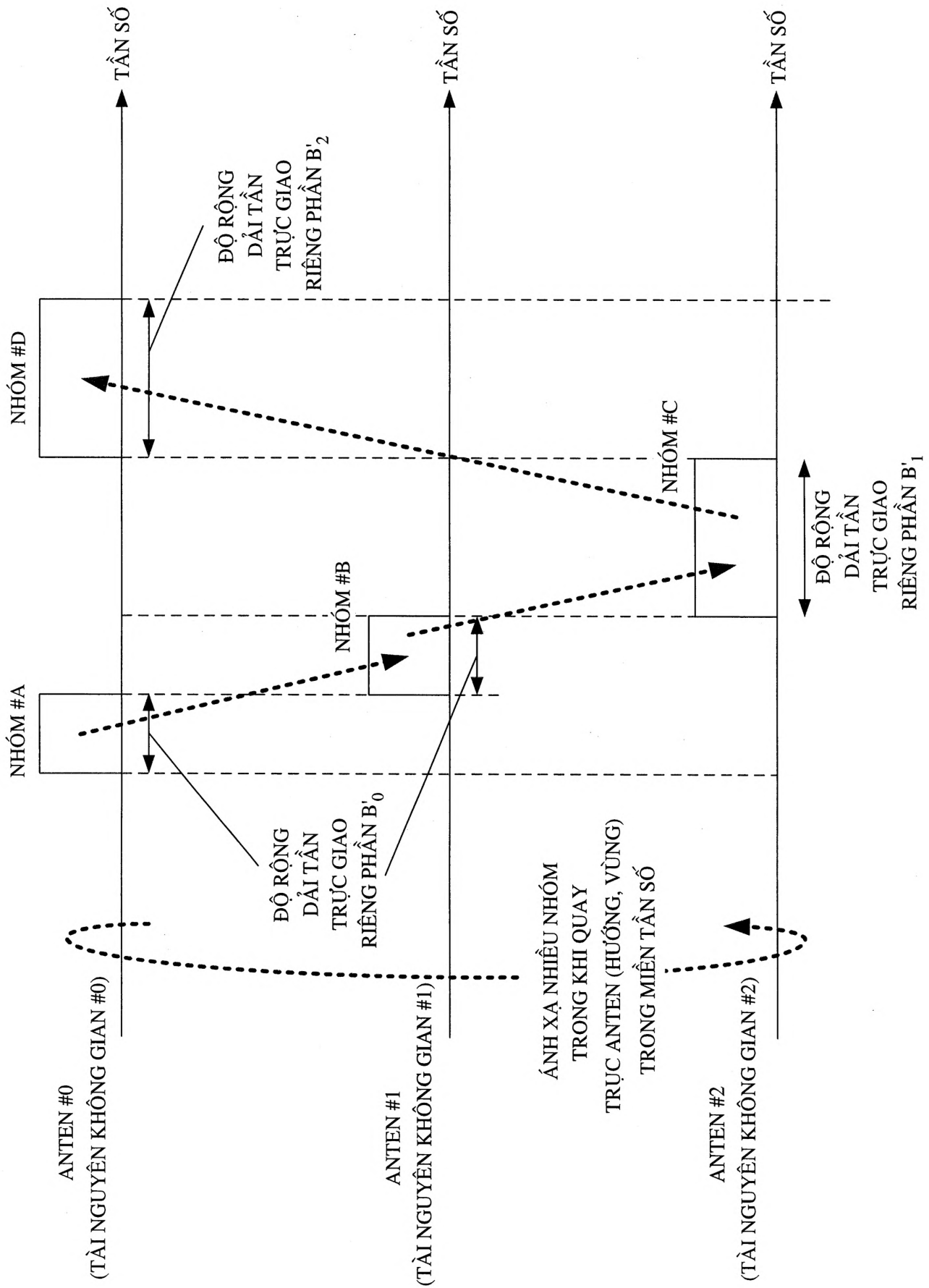


FIG.13

SỐ	TỔ HỢP CỦA d_0, d_1 và d_2 (d_0, d_1, d_2)	SỐ NHÂN p_0 ($=2^{d_0} \cdot 3^{d_1} \cdot 5^{d_2}$)	KÍCH THƯỚC NHÓM $N'=p_0 \cdot X$ (SỐNG MANG CON)
#0	(0, 0, 0)	1	12
#1	(1, 0, 0)	2	24
#2	(2, 0, 0)	4	48
#3	(1, 1, 0)	6	72
#4	(3, 0, 0)	8	96
#5	(2, 1, 0)	12	144
#6	(4, 0, 0)	16	192
#7	(3, 1, 0)	24	288
#8	(1, 1, 1)	30	360
#9	(5, 0, 0)	32	384
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

FIG.14

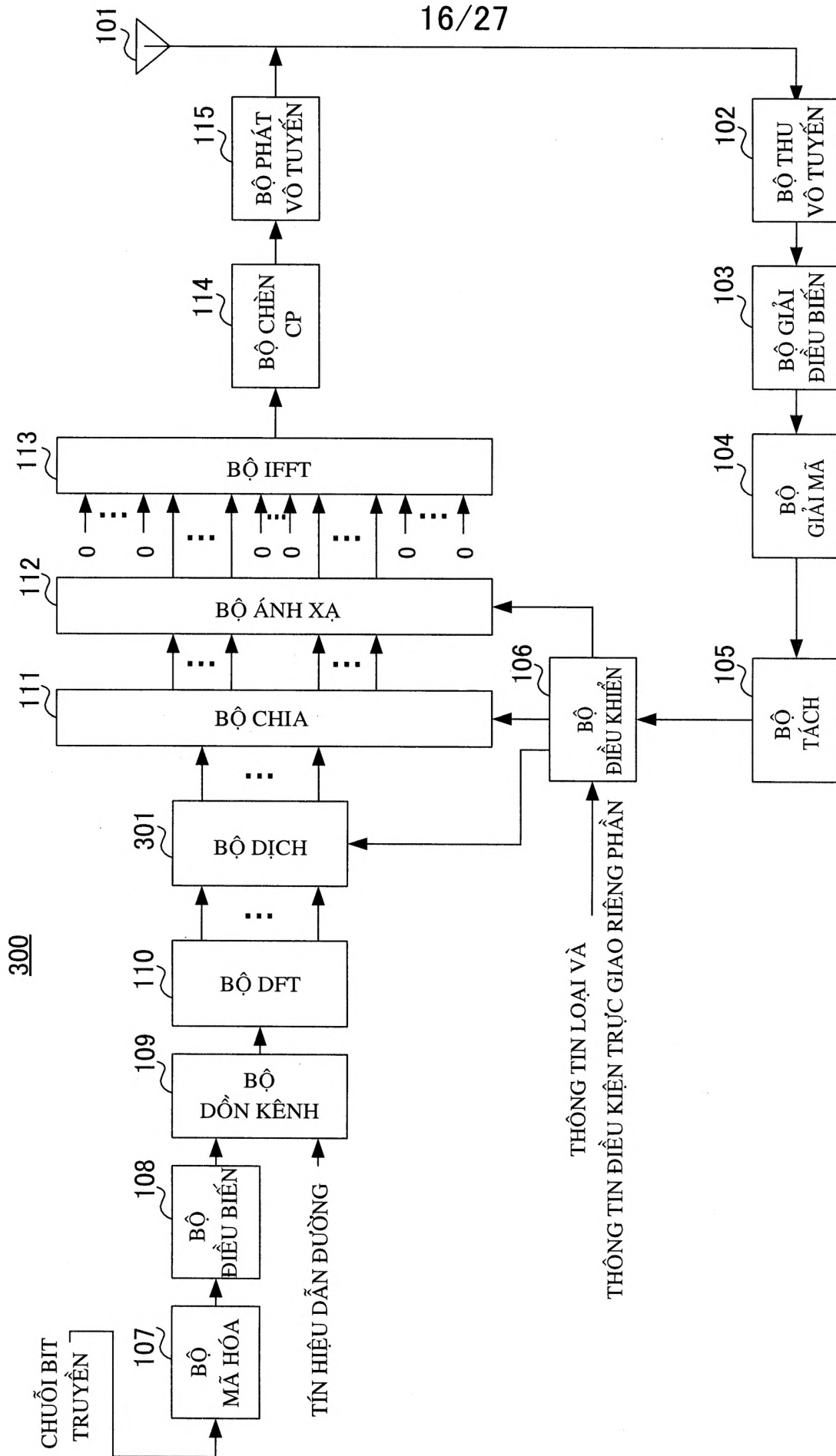


FIG.15

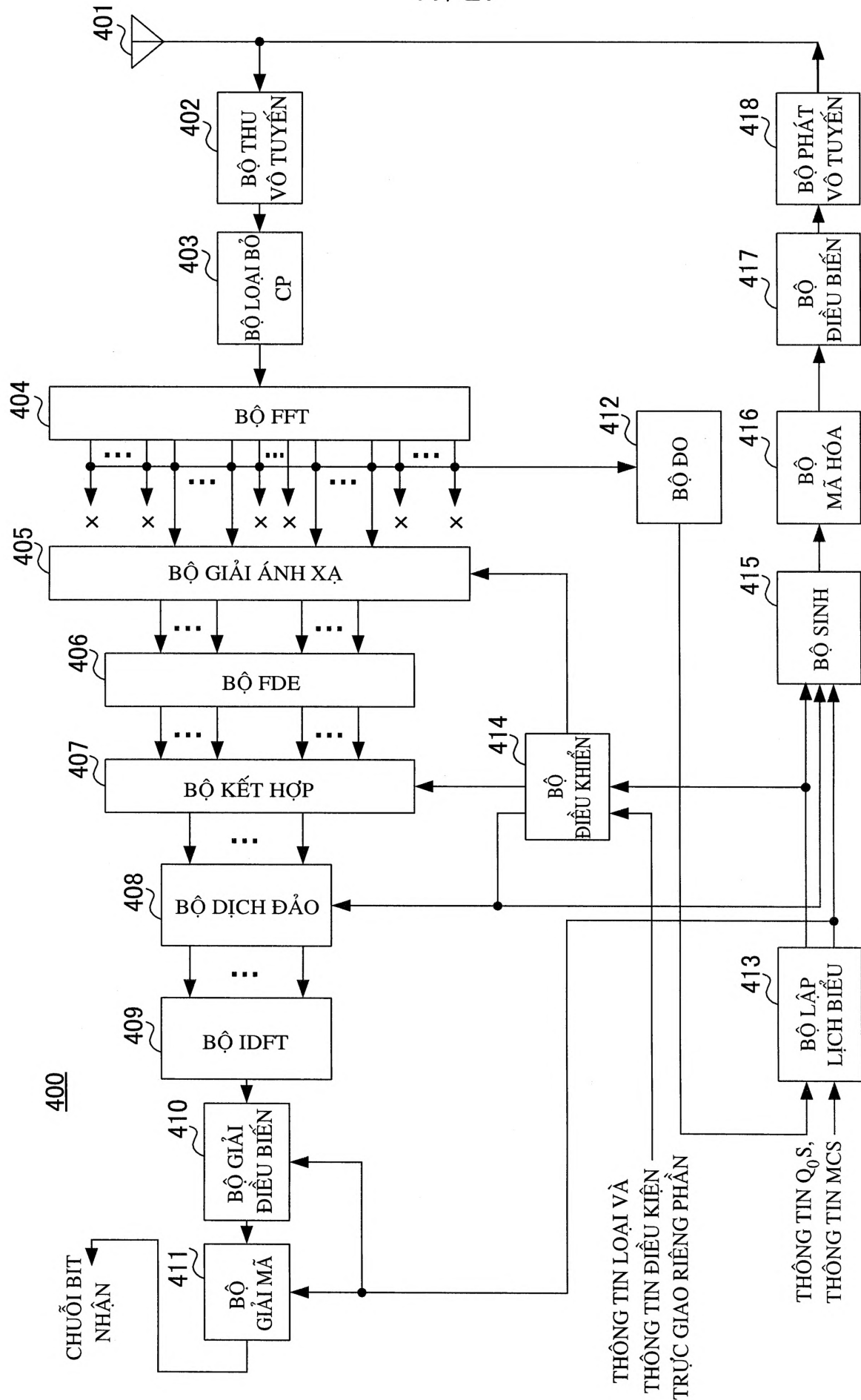


FIG.16

19716

18/27

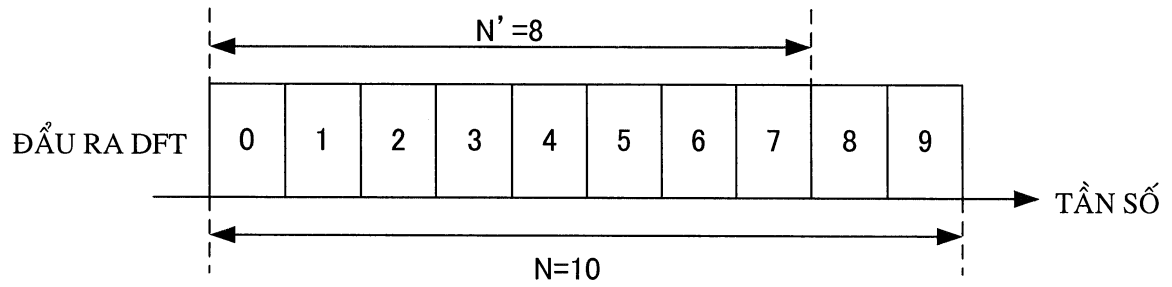


FIG.17A

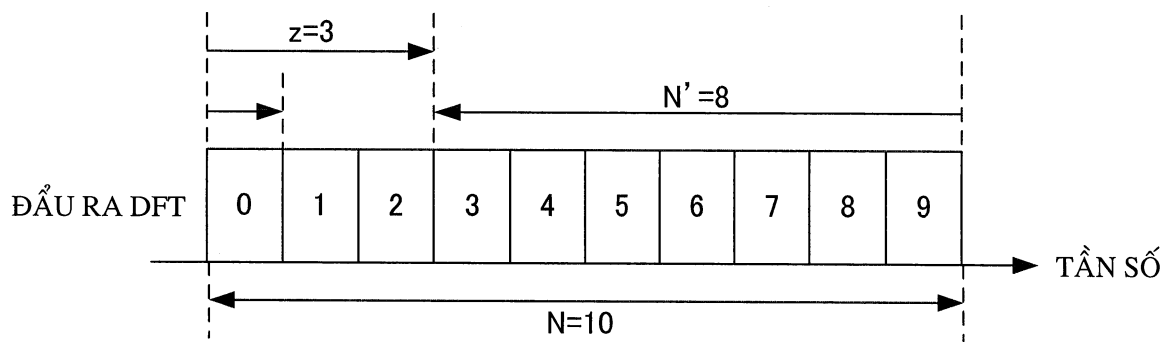


FIG.17B

19716

19/27

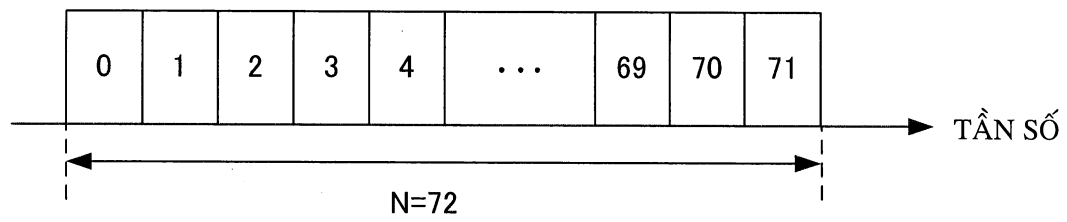


FIG.18A

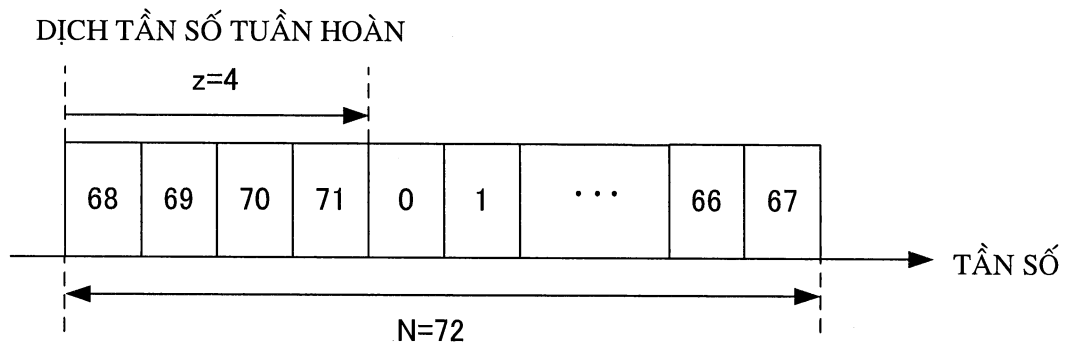


FIG.18B

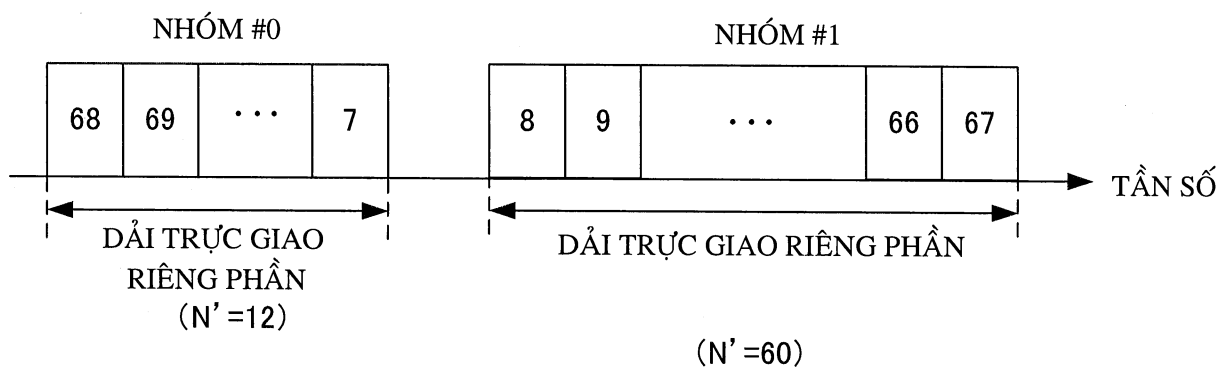


FIG.18C



FIG. 19

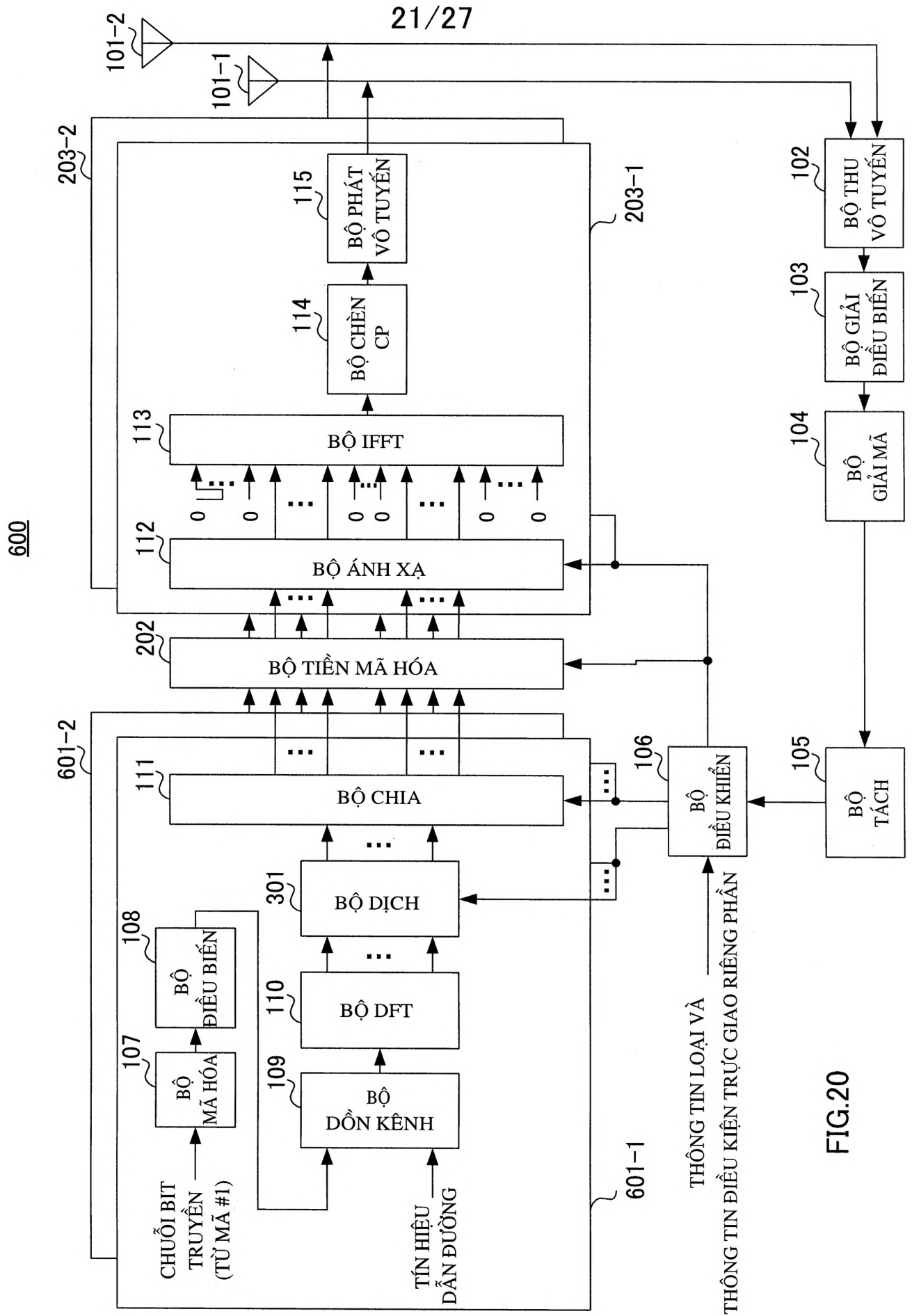


FIG.20

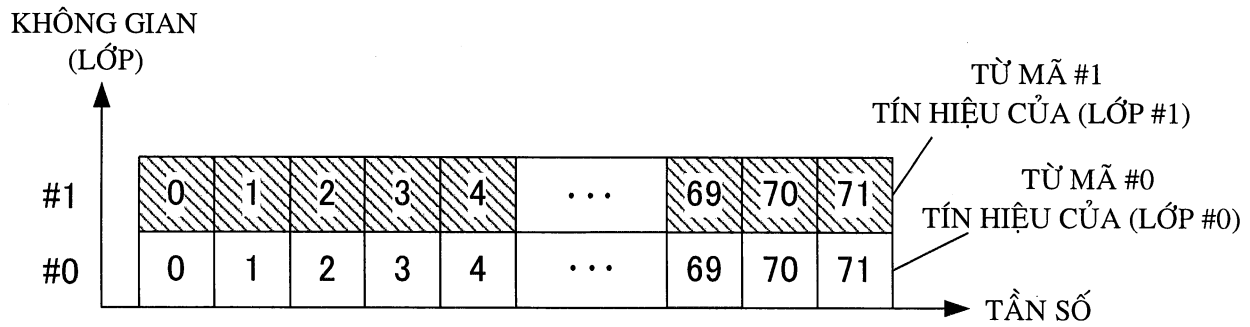


FIG.21A

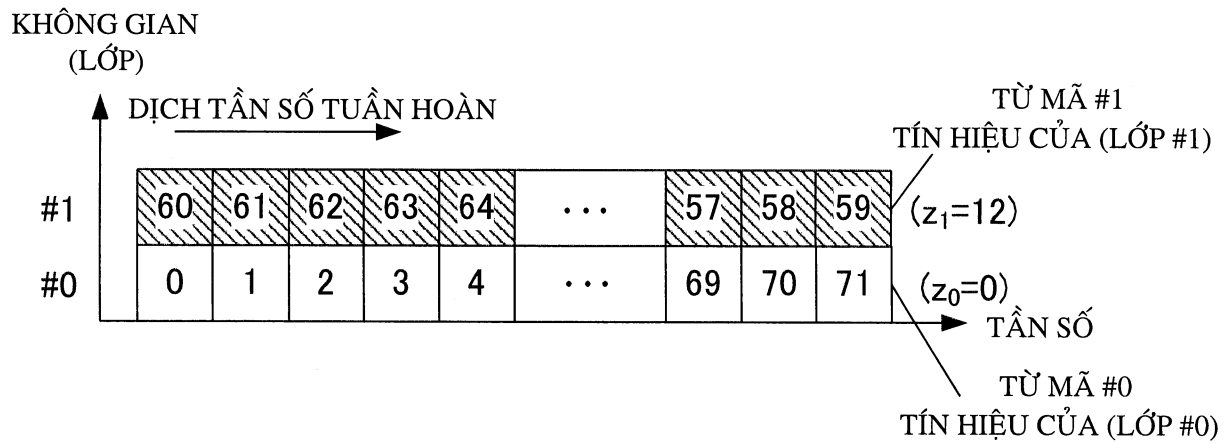


FIG.21B

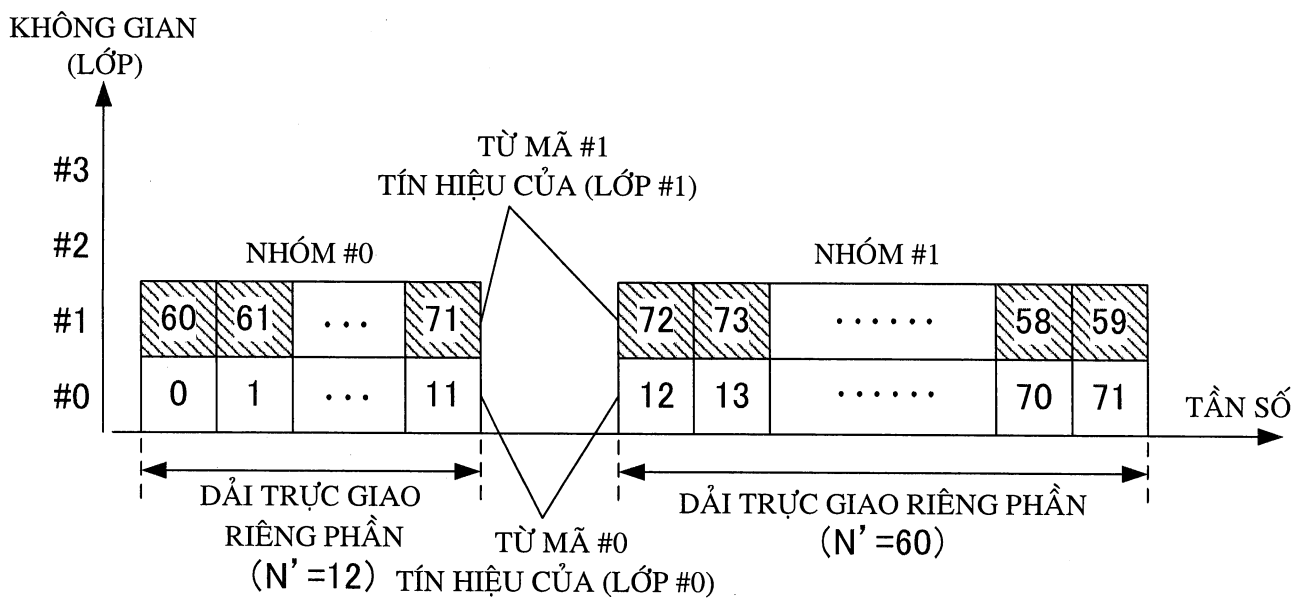


FIG.21C

23/27

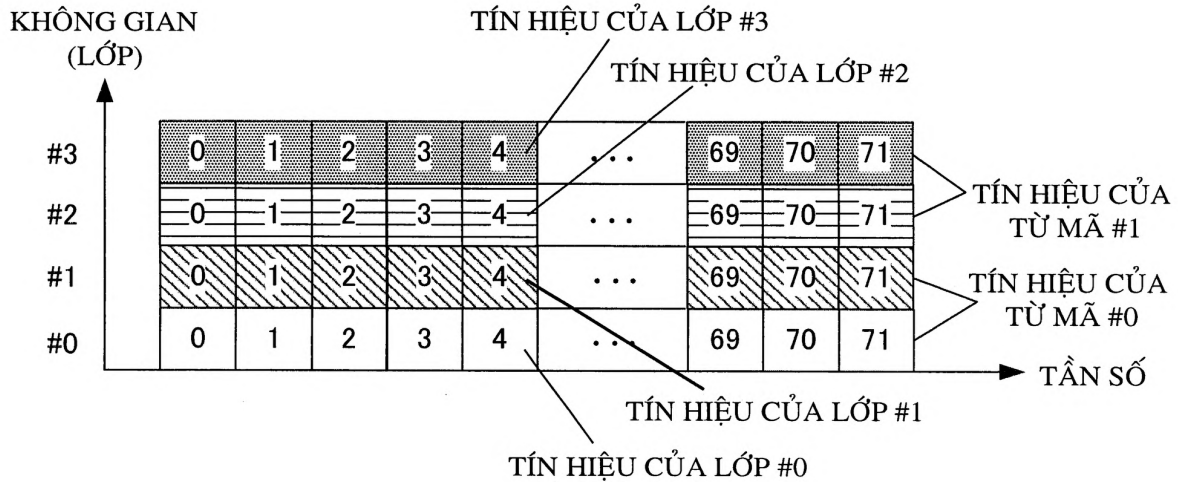


FIG.22A

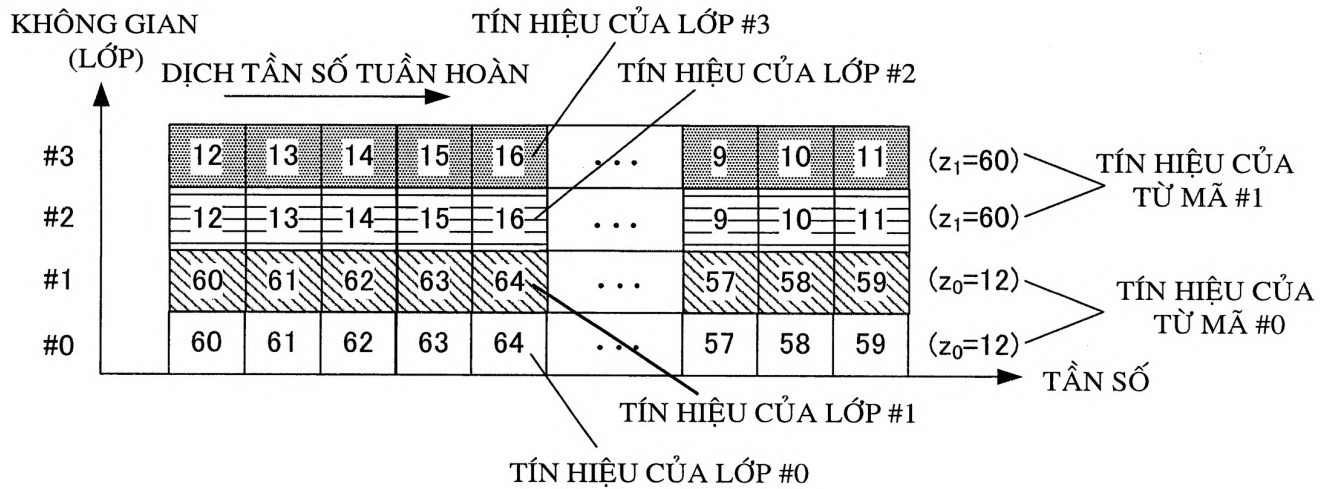


FIG.22B

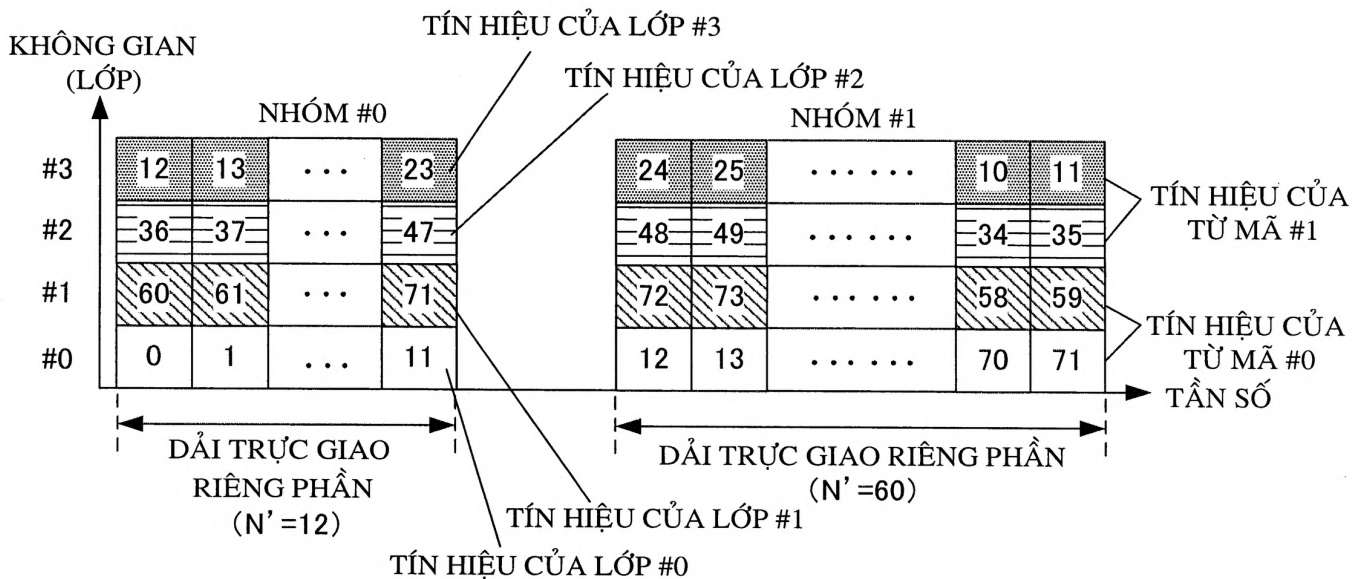


FIG.22C

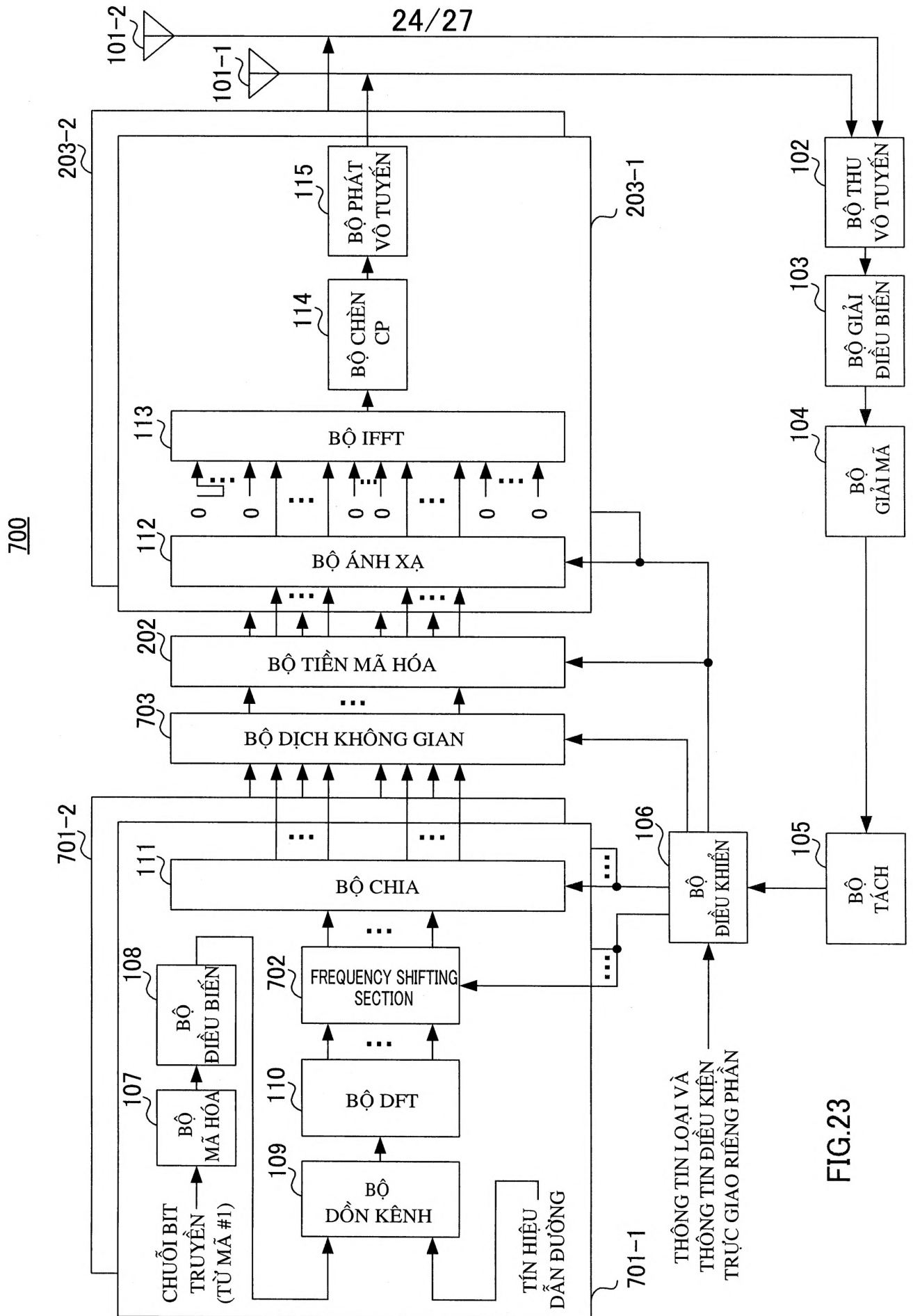


FIG.23

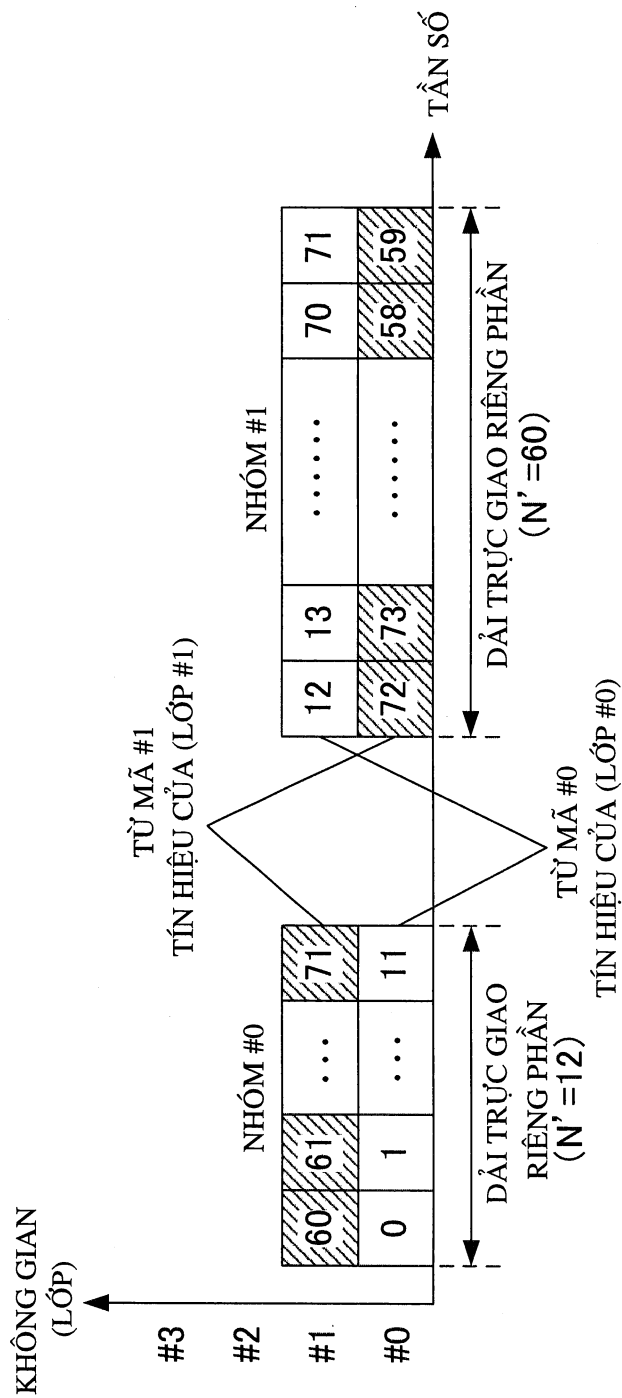


FIG.24

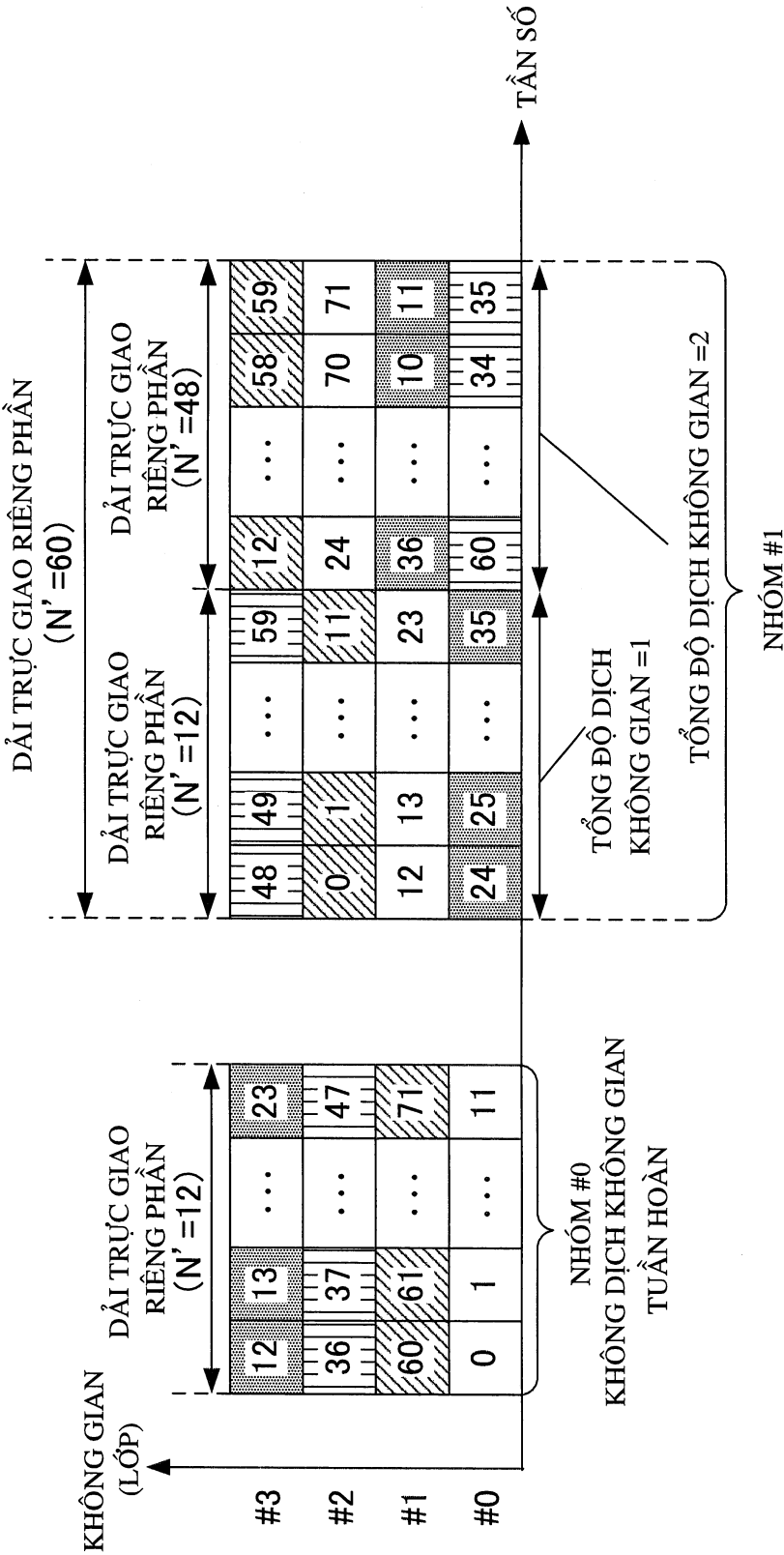


FIG.25

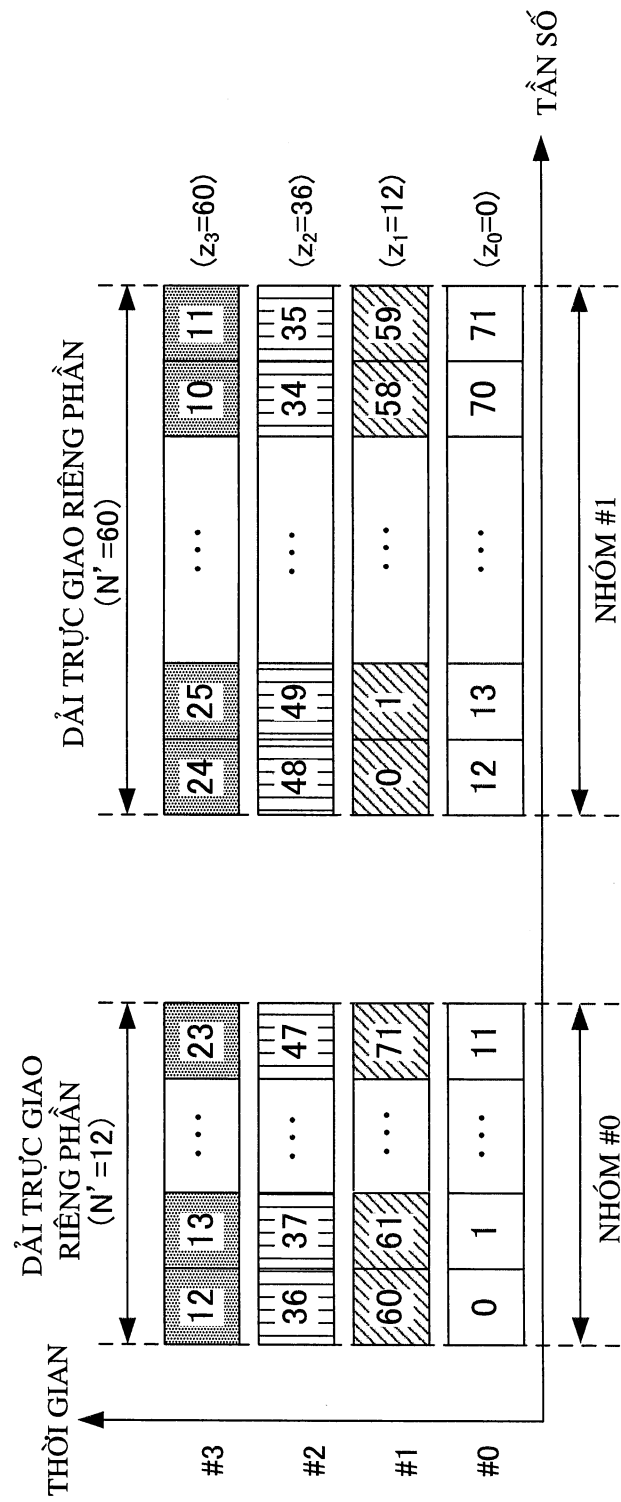


FIG.26