

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국



(43) 국제공개일
2017년 2월 9일 (09.02.2017)

WIPO | PCT



(10) 국제공개번호

WO 2017/022961 A1

(51) 국제특허분류:
H04J 11/00 (2006.01)

(21) 국제출원번호:

PCT/KR2016/007389

(22) 국제출원일:

2016년 7월 7일 (07.07.2016)

(25) 출원언어:

한국어

(26) 공개언어:

한국어

(30) 우선권정보:

62/199,329 2015년 7월 31일 (31.07.2015) US
PCT/KR2015/011421
2015년 10월 28일 (28.10.2015) KR

(71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 07336 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).

(72) 발명자: 김동규 (KIM, Dongkyu); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 고현수 (KO, Hyunsoo); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 노광석 (NOH, Kwangseok); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 이상림 (LEE, Sangrim); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 이호재 (LEE, Hojae); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR).

(74) 대리인: 김용인 (KIM, Yong In) 등; 05556 서울시 송파구 올림픽로 82, 7층 KBK 특허법인사무소, Seoul (KR).

(81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

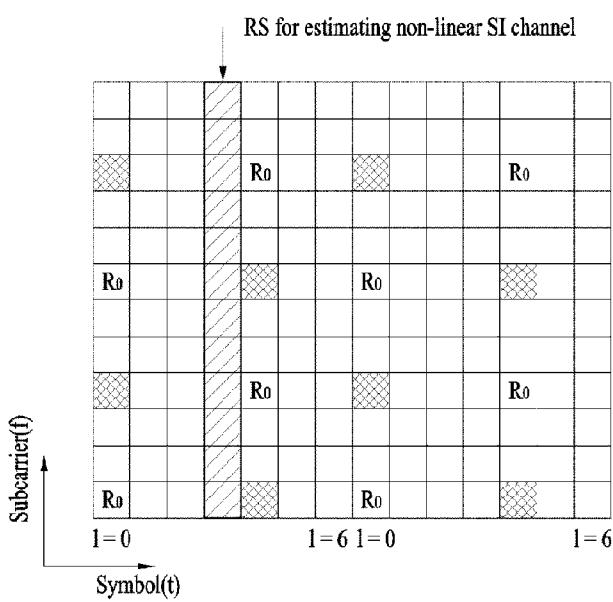
(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

공개:

— 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21 조(3))

(54) Title: METHOD FOR FDR SCHEME-USING COMMUNICATION DEVICE TRANSMITTING REFERENCE SIGNALS FOR ESTIMATING CHANNEL OF NON-LINEAR SELF-INTERFERENCE SIGNAL

(54) 발명의 명칭 : FDR 방식을 이용하는 통신 장치가 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법



(57) Abstract: A method for a FDR scheme-using communication device transmitting reference signals for estimating a channel of a non-linear self-interference signal comprises the step of transmitting, on a specific symbol of a corresponding sub-frame, reference signals for estimating the channel of the non-linear self-interference signal, wherein a sequence mapped to the reference signals is a sequence generated in a frequency domain by being discrete Fourier transform (DFT)-converted, and the generated sequence may be mapped, on the frequency domain, to a RE for the reference signals.

(57) 요약서: FDR 방식을 이용하는 통신 장치가 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법은, 해당 서브프레임의 특정 시볼 상에서 상기 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호들을 전송하는 단계를 포함하되, 상기 참조신호들에 맵핑된 시퀀스는 DFT (Discrete Fourier Transform) 변환되어 주파수 도메인에서 생성된 시퀀스이며, 상기 생성된 시퀀스는 상기 참조신호들을 위한 RE에 상기 주파수 도메인에서 맵핑될 수 있다.

명세서

발명의 명칭: FDR 방식을 이용하는 통신 장치가 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법

기술분야

- [1] 본 발명은 무선통신에 관한 것으로, 보다 상세하게는 FDR 환경에서 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법 및 이를 위한 통신 장치에 관한 것이다.

배경기술

- [2] 전이중 통신 기술 (Full-duplex communication) 은 한 노드에서 송신과 수신을 동시에 수행함으로써 시간 자원 또는 주파수 자원을 직교하도록 분할하여 사용하는 기준의 반이중 통신 (Half-duplex communication) 에 비해서 시스템의 용량(capacity)를 이론적으로 2배 향상시킬 수 있는 기술이다.

- [3] 도 1은 FDR 을 지원하는 단말과 기지국의 개념도를 나타낸다.

- [4] 도 1과 같은 FDR 상황에서는 다음과 같은 총 3종류의 간섭이 존재하게 된다.

- [5] Intra-device self-interference: 동일한 시간 및 주파수 자원으로 송/수신을 수행하기 때문에, desired signal 뿐만 아니라 자신이 송신한 신호가 동시에 수신된다. 이때, 자신이 송신한 신호는 감쇄가 거의 없이 자신의 수신 안테나로 수신 되므로 desired signal 보다 매우 큰 파워로 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다.

- [6] UE to UE inter-link interference: 단말이 송신한 상향링크 신호가 인접하게 위치한 단말에게 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다.

- [7] BS to BS inter-link interference: 기지국간 혹은 HetNet 상황에서의 이종 기지국간(Picocell, femtocell, relay node) 송신하는 신호가 다른 기지국의 수신 안테나로 수신되어 간섭으로 작용하는 것을 의미한다.

- [8] 이와 같은 3가지 간섭 중 Intra-device self-interference (이하 Self-interference (SI))는 FDR시스템에서만 발생 하는 간섭으로 FDR 시스템의 성능을 크게 열화시키며, FDR 시스템을 운용하기 위해서 가장 먼저 해결해야 할 문제이다.

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [9] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제는 FDR 방식을 이용하는 통신 장치가 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법을 제공하는 데 있다.

- [10] 본 발명에서 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 FDR 환경에서 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 통신 장치를 제공하는 데 있다.

- [11] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 상기 기술적 과제로 제한되지

않으면, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제 해결 수단

- [12] 상기의 기술적 과제를 달성하기 위한, Full Duplex Radio (FDR) 방식을 이용하는 통신 장치가 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법은, 해당 서브프레임의 특정 심볼 상에서 상기 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호들을 전송하는 단계를 포함하되, 상기 참조신호들에 맵핑된 시퀀스는 DFT (Discrete Fourier Transform) 변환되어 주파수 도메인에서 생성된 시퀀스이며, 상기 생성된 시퀀스는 상기 참조신호들을 위한 RE에 상기 주파수 도메인에서 맵핑될 수 있다. 상기 특정 심볼은 상기 해당 서브프레임에서 시간 축 방향으로 네 번째 심볼에 해당할 수 있다. 상기 참조신호들은 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상에서 전대역에서 전송될 수 있다. 상기 참조신호들은 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상에서 특정 대역에서 전송될 수 있다. 상기 참조신호들이 상기 특정 심볼 상의 상기 선택된 일부 대역에서만 전송되는 경우, 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상에서 나머지 대역에는 제로(0) 삽입된 참조신호가 전송될 수 있다. 상기 해당 서브프레임은 서브프레임 인덱스 0 또는 5를 갖는 서브프레임일 수 있다.
- [13] 상기의 다른 기술적 과제를 달성하기 위한, Full Duplex Radio (FDR) 환경에서 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 통신 장치는, 송신기; 및 프로세서를 포함하되, 상기 프로세서는 상기 송신기가 해당 서브프레임의 특정 심볼 상에서 상기 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호들을 전송하도록 제어하며, 상기 참조신호들에 맵핑된 시퀀스는 DFT (Discrete Fourier Transform) 변환되어 주파수 도메인에서 생성된 시퀀스이며, 상기 생성된 시퀀스는 상기 참조신호들을 위한 RE에 상기 주파수 도메인에서 맵핑될 수 있다. 상기 특정 심볼은 상기 해당 서브프레임에서 시간 축 방향으로 네 번째 심볼에 해당할 수 있다. 상기 프로세서는 상기 송신기가 상기 참조신호들을 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상의 전 대역에서 전송하도록 제어할 수 있다. 상기 프로세서는 상기 송신기가 상기 참조신호들을 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상의 특정 대역에서 전송하도록 제어할 수 있다. 상기 참조신호들이 상기 특정 심볼에서 상기 선택된 일부 대역에서만 전송되는 경우, 상기 프로세서는 상기 송신기가 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼에서 나머지 대역에서는 제로(0) 삽입된 참조신호를 전송하도록 제어할 수 있다. 상기 해당 서브프레임은 서브프레임 인덱스 0 또는 5를 갖는 서브프레임일 수 있다.

발명의 효과

[14] 본 발명의 일 실시예에 따른 참조신호 생성 및 전송 방법에 따라 FDR 환경에서의 비선행 자기간섭 신호의 채널 추정을 효율적으로 수행할 수 있다.

[15] 본 발명에서 얻은 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

[16] 본 발명에 관한 이해를 돋기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 사상을 설명한다.

[17] 도 1은 본 발명에서 제안하고자 하는 단말의 전이중/반이중 통신 동작 방식을 지원하는 네트워크를 예시적인 도면이다.

[18] 도 2는 무선통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.

[19] 도 3은 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시한다.

[20] 도 4는 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 슬롯의 자원 그리드를 예시한 도면이다.

[21] 도 5는 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

[22] 도 6은 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

[23] 도 7은 FDR 통신 상황에서 송신/수신 링크와 자기간섭 (SI)의 개념도를 예시하고 있다.

[24] 도 8은 장치의 RF 송수신단(혹은 RF front end)에서의 세 가지 간섭 기법을 적용하는 위치를 도시한 도면이다.

[25] 도 9는 도 8을 바탕으로 하여 OFDM을 이용한 통신 시스템 환경에서 제안하는 통신 장치에서 자기간섭 제거(Self-IC)를 위한 장치의 블럭도를 도식화 한 도면이다.

[26] 도 10은 OFDM 신호 중 1900MHz 와 19000.1 MHz 의 1khz 떨어진 two-tone 전송 시에 발생하는 인접 주파수 대역에 발생하는 3차 성분의 IMD 를 실험으로 나타낸 것이다.

[27] 도 11은 Multi-tone 전송 시의 3차 IMD 성분을 도시한 도면이고, 도 12는 OFDM 기반 시스템에서의 IMD 를 포함한 power spectral density (dB)를 도시한 도면이다.

[28] 도 13은 3GPP LTE/LTE-A 시스템 기반의 하향링크 전송 시 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 것이다.

[29] 도 14는 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크에서 비선행 자기간섭 신호의

(채널) 추정을 위한 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 것이다.

[30] 도 15는 3GPP LTE/LTE-A 시스템 기반의 하향링크 전송 시 일부 주파수 대역에 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 도면이다.

[31] 도 16은 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크에서의 비선형 자기간섭 채널 추정을 위해 일부 중간의 서브대역(sub-band)에 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 도면이다.

[32] 도 17은 3GPP TDD-LTE 시스템의 special subframe에 비선형 자기간섭 채널 추정을 위한 Block-type RS 할당의 일 예를 도시한 도면이다.

발명의 실시를 위한 최선의 형태

[33] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시 형태를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 첨부된 도면과 함께 이하에 개시될 상세한 설명은 본 발명의 예시적인 실시형태를 설명하고자 하는 것이며, 본 발명이 실시될 수 있는 유일한 실시형태를 나타내고자 하는 것이 아니다. 이하의 상세한 설명은 본 발명의 완전한 이해를 제공하기 위해서 구체적 세부사항을 포함한다. 그러나, 당업자는 본 발명이 이러한 구체적 세부사항 없이도 실시될 수 있음을 안다. 예를 들어, 이하의 상세한 설명은 이동통신 시스템이 3GPP LTE, LTE-A 시스템인 경우를 가정하여 구체적으로 설명하나, 3GPP LTE, LTE-A의 특유한 사항을 제외하고는 다른 임의의 이동통신 시스템에도 적용 가능하다.

[34] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 도면 부호를 사용하여 설명한다.

[35] 아울러, 이하의 설명에 있어서 단말은 UE(User Equipment), MS(Mobile Station), AMS(Advanced Mobile Station) 등 이동 또는 고정형의 사용자단 기기를 통칭하는 것을 가정한다. 또한, 기지국은 Node B, eNode B, Base Station, AP(Access Point) 등 단말과 통신하는 네트워크 단의 임의의 노드를 통칭하는 것을 가정한다. 본 명세서에서는 IEEE 802.16 시스템에 근거하여 설명하지만, 본 발명의 내용들은 각종 다른 통신 시스템에도 적용 가능하다.

[36] 이동 통신 시스템에서 단말 혹은 사용자 기기(User Equipment)은 기지국으로부터 하향링크(Downlink)를 통해 정보를 수신할 수 있으며, 단말은 또한 상향링크(Uplink)를 통해 정보를 전송할 수 있다. 단말이 전송 또는 수신하는 정보로는 데이터 및 다양한 제어 정보가 있으며, 단말이 전송 또는 수신하는 정보의 종류 용도에 따라 다양한 물리 채널이 존재한다.

[37] 이하의 기술은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 사용될 수 있다. CDMA는

UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced 데이터 Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(Evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 일부이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(long term evolution)는 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로서 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의 진화된 버전이다.

[38] 또한, 이하의 설명에서 사용되는 특정(特定) 용어들은 본 발명의 이해를 돋기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

[39] 도 2는 무선통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.

[40] 무선통신 시스템(100)을 간략화하여 나타내기 위해 하나의 기지국(105)과 하나의 단말(110)(D2D 단말을 포함)을 도시하였지만, 무선통신 시스템(100)은 하나 이상의 기지국 및/또는 하나 이상의 단말을 포함할 수 있다.

[41] 도 2를 참조하면, 기지국(105)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(115), 심볼 변조기(120), 송신기(125), 송수신 안테나(130), 프로세서(180), 메모리(185), 수신기(190), 심볼 복조기(195), 수신 데이터 프로세서(197)를 포함할 수 있다. 그리고, 단말(110)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(165), 심볼 변조기(170), 송신기(175), 송수신 안테나(135), 프로세서(155), 메모리(160), 수신기(140), 심볼 복조기(155), 수신 데이터 프로세서(150)를 포함할 수 있다. 송수신 안테나(130, 135)가 각각 기지국(105) 및 단말(110)에서 하나로 도시되어 있지만, 기지국(105) 및 단말(110)은 복수 개의 송수신 안테나를 구비하고 있다. 따라서, 본 발명에 따른 기지국(105) 및 단말(110)은 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템을 지원한다. 또한, 본 발명에 따른 기지국(105)은 SU-MIMO(Single User-MIMO) MU-MIMO(Multi User-MIMO) 방식 모두를 지원할 수 있다.

[42] 하향링크 상에서, 송신 데이터 프로세서(115)는 트래픽 데이터를 수신하고, 수신한 트래픽 데이터를 포맷하여, 코딩하고, 코딩된 트래픽 데이터를 인터리빙하고 변조하여(또는 심볼 매핑하여), 변조 심볼들("데이터 심볼들")을 제공한다. 심볼 변조기(120)는 이 데이터 심볼들과 파일럿 심볼들을 수신 및 처리하여, 심볼들의 스트림을 제공한다.

[43] 심볼 변조기(120)는, 데이터 및 파일럿 심볼들을 다중화하여 이를 송신기(125)로 전송한다. 이 때, 각각의 송신 심볼은 데이터 심볼, 파일럿 심볼, 또는 제로의 신호 값일 수도 있다. 각각의 심볼 주기에서, 파일럿 심볼들이 연속적으로 송신될 수도 있다. 파일럿 심볼들은 주파수 분할 다중화(FDM), 직교

주파수 분할 다중화(OFDM), 시분할 다중화(TDM), 또는 코드 분할 다중화(CDM) 심볼일 수 있다.

- [44] 송신기(125)는 심볼들의 스트림을 수신하여 이를 하나 이상의 아날로그 신호들로 변환하고, 또한, 이 아날로그 신호들을 추가적으로 조절하여(예를 들어, 증폭, 필터링, 및 주파수 업 컨버팅(upconverting) 하여, 무선 채널을 통한 송신에 적합한 하향링크 신호를 발생시킨다. 그러면, 송신 안테나(130)는 발생된 하향링크 신호를 단말로 전송한다.
- [45] 단말(110)의 구성에서, 수신 안테나(135)는 기지국으로부터의 하향링크 신호를 수신하여 수신된 신호를 수신기(140)로 제공한다. 수신기(140)는 수신된 신호를 조정하고(예를 들어, 필터링, 증폭, 및 주파수 다운컨버팅(downconverting)), 조정된 신호를 디지털화하여 샘플들을 획득한다. 심볼 복조기(145)는 수신된 파일럿 심볼들을 복조하여 채널 추정을 위해 이를 프로세서(155)로 제공한다.
- [46] 또한, 심볼 복조기(145)는 프로세서(155)로부터 하향링크에 대한 주파수 응답 추정치를 수신하고, 수신된 데이터 심볼들에 대해 데이터 복조를 수행하여, (송신된 데이터 심볼들의 추정치들인) 데이터 심볼 추정치를 획득하고, 데이터 심볼 추정치들을 수신(Rx) 데이터 프로세서(150)로 제공한다. 수신 데이터 프로세서(150)는 데이터 심볼 추정치들을 복조(즉, 심볼 디-매핑(demapping))하고, 디인터리빙(deinterleaving)하고, 디코딩하여, 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.
- [47] 심볼 복조기(145) 및 수신 데이터 프로세서(150)에 의한 처리는 각각 기지국(105)에서의 심볼 변조기(120) 및 송신 데이터 프로세서(115)에 의한 처리에 대해 상보적이다.
- [48] 단말(110)은 상향링크 상에서, 송신 데이터 프로세서(165)는 트래픽 데이터를 처리하여, 데이터 심볼들을 제공한다. 심볼 변조기(170)는 데이터 심볼들을 수신하여 다중화하고, 변조를 수행하여, 심볼들의 스트림을 송신기(175)로 제공할 수 있다. 송신기(175)는 심볼들의 스트림을 수신 및 처리하여, 상향링크 신호를 발생시킨다. 그리고 송신 안테나(135)는 발생된 상향링크 신호를 기지국(105)으로 전송한다.
- [49] 기지국(105)에서, 단말(110)로부터 상향링크 신호가 수신 안테나(130)를 통해 수신되고, 수신기(190)는 수신한 상향링크 신호를 처리되어 샘플들을 획득한다. 이어서, 심볼 복조기(195)는 이 샘플들을 처리하여, 상향링크에 대해 수신된 파일럿 심볼들 및 데이터 심볼 추정치를 제공한다. 수신 데이터 프로세서(197)는 데이터 심볼 추정치를 처리하여, 단말(110)로부터 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.
- [50] 단말(110) 및 기지국(105) 각각의 프로세서(155, 180)는 각각 단말(110) 및 기지국(105)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 각각의 프로세서들(155, 180)은 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리 유닛(160, 185)들과 연결될 수 있다. 메모리(160, 185)는 프로세서(180)에

연결되어 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.

- [51] 프로세서(155, 180)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(155, 180)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어를 이용하여 본 발명의 실시예를 구현하는 경우에는, 본 발명을 수행하도록 구성된 ASICs(application specific integrated circuits) 또는 DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays) 등이 프로세서(155, 180)에 구비될 수 있다.
- [52] 한편, 펌웨어나 소프트웨어를 이용하여 본 발명의 실시예들을 구현하는 경우에는 본 발명의 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등을 포함하도록 펌웨어나 소프트웨어가 구성될 수 있으며, 본 발명을 수행할 수 있도록 구성된 펌웨어 또는 소프트웨어는 프로세서(155, 180) 내에 구비되거나 메모리(160, 185)에 저장되어 프로세서(155, 180)에 의해 구동될 수 있다.
- [53] 단말과 기지국이 무선 통신 시스템(네트워크) 사이의 무선 인터페이스 프로토콜의 레이어들은 통신 시스템에서 잘 알려진 OSI(open system interconnection) 모델의 하위 3개 레이어를 기초로 제 1 레이어(L1), 제 2 레이어(L2), 및 제 3 레이어(L3)로 분류될 수 있다. 물리 레이어는 상기 제 1 레이어에 속하며, 물리 채널을 통해 정보 전송 서비스를 제공한다. RRC(Radio Resource Control) 레이어는 상기 제 3 레이어에 속하며 UE와 네트워크 사이의 제어 무선 자원들을 제공한다. 단말, 기지국은 무선 통신 네트워크와 RRC 레이어를 통해 RRC 메시지들을 교환할 수 있다.
- [54] 본 명세서에서 단말의 프로세서(155)와 기지국의 프로세서(180)는 각각 단말(110) 및 기지국(105)이 신호를 수신하거나 송신하는 기능 및 저장 기능 등을 제외하고, 신호 및 데이터를 처리하는 동작을 수행하지만, 설명의 편의를 위하여 이하에서 특별히 프로세서(155, 180)를 언급하지 않는다. 특별히 프로세서(155, 180)의 언급이 없더라도 신호를 수신하거나 송신하는 기능 및 저장 기능이 아닌 데이터 처리 등의 일련의 동작들을 수행한다고 할 수 있다.
- [55] 도 3은 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시한다.
- [56] 통상적인 무선 전송의 표현으로써 무선 디바이스로서 기지국과 무선 단말 간의 무선 전송에 대하여 기지국에서 무선 단말로의 전송을 하향링크 전송, 무선 단말로부터 기지국으로의 전송을 상향링크 전송으로 통칭하여 표현한다. 이러한 하향 링크 전송과 상향 링크 전송 간의 무선 자원을 구분하는 방식을 듀플렉스('duplex')라고 정의하며 주파수 밴드를 하향링크 전송 밴드와 상향링크 전송 밴드로 구분하여 양방향 송수신하는 경우 주파수 분할 듀플렉스(Frequency

Division Duplex, FDD)라고 표현하고 동일 주파수 벤드에서 시간 영역(time domain) 무선 자원을 하향 링크 시구간(time duration) 자원과 상향링크 시구간(time duration) 자원으로 구분하여 송수신하는 경우 시간 분할 듀플렉스(Time Division Duplex, TDD)라고 표현한다.

- [57] 셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상향링크/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임(subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.
- [58] 도 3(a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 예시한다. 하향링크 무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)라 한다. 예를 들어 하나의 서브프레임의 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다. 하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(Resource Block, RB)을 포함한다. 3GPP LTE 시스템에서는 하향링크에서 OFDMA를 사용하므로, OFDM 심볼이 하나의 심볼 구간을 나타낸다. OFDM 심볼은 또한 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간으로 칭하여질 수도 있다. 자원 할당 단위로서의 자원 블록(RB)은 하나의 슬롯에서 복수개의 연속적인 부반송파(subcarrier)를 포함할 수 있다.
- [59] 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 CP(Cyclic Prefix)의 구성(configuration)에 따라 달라질 수 있다. CP에는 확장된 CP(extended CP)와 표준 CP(normal CP)가 있다. 예를 들어, OFDM 심볼이 표준 CP에 의해 구성된 경우, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 7개일 수 있다. OFDM 심볼이 확장된 CP에 의해 구성된 경우, 한 OFDM 심볼의 길이가 늘어나므로, 한 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 표준 CP인 경우보다 적다. 확장된 CP의 경우에, 예를 들어, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 6개일 수 있다. 단말이 빠른 속도로 이동하는 등의 경우와 같이 채널상태가 불안정한 경우, 심볼간 간섭을 더욱 줄이기 위해 확장된 CP가 사용될 수 있다.
- [60] 표준 CP가 사용되는 경우 하나의 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하므로, 하나의 서브프레임은 14개의 OFDM 심볼을 포함한다. 이때, 각 서브프레임의 처음 최대 3 개의 OFDM 심볼은 PDCCH(physical downlink control channel)에 할당되고, 나머지 OFDM 심볼은 PDSCH(physical downlink shared channel)에 할당될 수 있다.
- [61] 도 3(b)는 타입 2 무선 프레임의 구조를 예시한다.
- [62] 타입 2 무선 프레임은 2개의 하프 프레임(half frame)으로 구성되며, 각 하프 프레임은 5개의 서브프레임과 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(Guard

Period, GP), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot)로 구성되며, 이 중 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다. DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향링크 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. 보호구간은 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다.

[63] 각 하프 프레임은 5개의 서브프레임을 포함하고 있고, "D"라고 표시된 서브프레임은 하향링크 전송을 위한 서브프레임, "U"라고 표시된 서브프레임은 상향링크 전송을 위한 서브프레임이며, "S"라고 표시된 서브프레임은 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(Guard Period, GP), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot)로 구성되는 특별 서브프레임이다. DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. 보호구간은 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다.

[64] 5ms 하향링크-상향링크 스위치-포인트 주기인 경우에 특별 서브프레임(S)은 하프-프레임마다 존재하고, 5ms 하향링크-상향링크 스위치-포인트 주기인 경우에는 첫 번째 하프-프레임에만 존재한다. 서브프레임 인덱스 0 및 5(subframe 0 and 5) 및 DwPTS는 하향링크 전송만을 위한 구간이다. UpPTS 및 특별 서브프레임에 바로 이어지는 서브프레임은 항상 상향링크 전송을 위한 구간이다. 멀티-셀들이 병합된(aggregated) 경우, 단말은 모든 셀들에 거쳐 동일한 상향링크-하향링크 구성임을 가정할 수 있고, 서로 다른 셀들에서의 특별 서브프레임의 보호 구간은 적어도 1456Ts 오버랩된다. 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.

[65] 다음 표 1은 특별 프레임의 구성(DwPTS/GP/UpPTS의 길이)을 나타낸 표이다

[66] 표 1

[표1]

Special subframe configuration	Normal cyclic prefix in downlink		Extended cyclic prefix in downlink	
	DwPTS	UpPTS	DwPTS	UpPTS
0	$6592 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$
1	$19760 \cdot T_s$		$20480 \cdot T_s$	
2	$21952 \cdot T_s$		$23040 \cdot T_s$	
3	$24144 \cdot T_s$		$25600 \cdot T_s$	
4	$26336 \cdot T_s$		$7680 \cdot T_s$	
5	$6592 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$20480 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
6	$19760 \cdot T_s$		$23040 \cdot T_s$	
7	$21952 \cdot T_s$		-	
8	$24144 \cdot T_s$		-	
			-	

[67] 다음 표 2는 3GPP LTE 시스템에서는 타입 2 프레임 구조에서

상향링크-하향링크 구성(configuration)을 나타낸 표이다.

[68] 표 2

[표2]

Uplink-downlink configuration	Downlink-to-Uplink Switch-point periodicity	Subframe number									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

[69] 표 2를 참조하면, 3GPP LTE 시스템에서는 타입 2 프레임 구조에서 상향링크-하향링크 구성(configuration)에는 7가지가 있다. 각 구성 별로 하향링크 서브프레임, 특별 프레임, 상향링크 서브프레임의 위치 또는 개수가 다를 수 있다. 이하에서는 표 2에 나타낸 타입 2 프레임 구조의 상향링크-하향링크 구성(configuration)들에 기초하여 본 발명의 다양한 실시예들을 기술할 것이다.

[70] 도 4는 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 슬롯의 자원 그리드를 예시한 도면이다.

[71] 도 4를 참조하면, 하향링크 슬롯은 시간 도메인에서 복수의 OFDM 심볼을 포함한다. 하나의 하향링크 슬롯은 7(혹은 6)개의 OFDM 심볼을 포함하고 자원 블록은 주파수 도메인에서 12개의 부반송파를 포함할 수 있다. 자원 그리드 상의 각 요소(element)는 자원 요소(Resource Element, RE)로 지칭된다. 하나의 RB는 $12 \times 7(6)$ 개의 RE를 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 RB의 개수 NRB는 하향링크 전송 대역에 의존한다. 상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일하되, OFDM 심볼이 SC-FDMA 심볼로 대체된다.

[72] 도 5는 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

[73] 도 5를 참조하면, 서브프레임의 첫 번째 슬롯에서 앞부분에 위치한 최대 3(4)개의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 대응한다. 남은 OFDM 심볼은 PDSCH(Physical Downlink Shared CHannel)가 할당되는 데이터 영역에 해당한다. LTE에서 사용되는 하향링크 제어 채널의 예는 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel), PDCCH(Physical Downlink Control Channel), PHICH(Physical hybrid ARQ indicator Channel) 등을 포함한다. PCFICH는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내에서 제어 채널의 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 관한 정보를 나른다. PHICH는 상향링크 전송에 대한 응답으로 HARQ ACK/NACK(Hybrid Automatic Repeat request acknowledgment/negative-acknowledgment) 신호를 나른다.

[74] PDCCH를 통해 전송되는 제어 정보를 DCI(Downlink Control Information)라고 한다. DCI 포맷은 상향링크용으로 포맷 0, 하향링크용으로 포맷 1, 1A, 1B, 1C, 1D, 2, 2A, 3, 3A 등의 포맷이 정의되어 있다. DCI 포맷은 용도에 따라 호핑 플래그(hopping flag), RB 할당, MCS(modulation coding scheme), RV(redundancy

version), NDI(new data indicator), TPC(transmit power control), 사이클릭 쉬프트 DM RS(demodulation reference signal), CQI (channel quality information) 요청, HARQ 프로세스 번호, TPMI(transmitted precoding matrix indicator), PMI(precoding matrix indicator) 확인(confirmation) 등의 정보를 선택적으로 포함한다.

- [75] PDCCH는 하향링크 공유 채널(downlink shared channel, DL-SCH)의 전송 포맷 및 자원 할당 정보, 상향링크 공유 채널(uplink shared channel, UL-SCH)의 전송 포맷 및 자원 할당 정보, 페이징 채널(paging channel, PCH) 상의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상에서 전송되는 랜덤 접속 응답과 같은 상위-계층 제어 메시지의 자원 할당 정보, 단말 그룹 내의 개별 단말들에 대한 Tx 파워 제어 명령 세트, Tx 파워 제어 명령, VoIP(Voice over IP)의 활성화 지시 정보 등을 나른다. 복수의 PDCCH가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 단말은 복수의 PDCCH를 모니터링 할 수 있다. PDCCH는 하나 또는 복수의 연속된 제어 채널 요소(control channel element, CCE)들의 집합(aggregation) 상에서 전송된다. CCE는 PDCCH에 무선 채널 상태에 기초한 코딩 레이트를 제공하는데 사용되는 논리적 할당 유닛이다. CCE는 복수의 자원 요소 그룹(resource element group, REG)에 대응한다. PDCCH의 포맷 및 PDCCH 비트의 개수는 CCE의 개수에 따라 결정된다. 기지국은 단말에게 전송될 DCI에 따라 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 CRC(cyclic redundancy check)를 부가한다. CRC는 PDCCH의 소유자 또는 사용 목적에 따라 식별자(예, RNTI(radio network temporary identifier))로 마스킹 된다. 예를 들어, PDCCH가 특정 단말을 위한 것일 경우, 해당 단말의 식별자(예, cell-RNTI (C-RNTI))가 CRC에 마스킹 될 수 있다. PDCCH가 페이징 메시지를 위한 것일 경우, 페이징 식별자(예, paging-RNTI (P-RNTI))가 CRC에 마스킹 될 수 있다. PDCCH가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(system information block, SIC))를 위한 것일 경우, SI-RNTI(system information RNTI)가 CRC에 마스킹 될 수 있다. PDCCH가 랜덤 접속 응답을 위한 것일 경우, RA-RNTI(random access-RNTI)가 CRC에 마스킹 될 수 있다.

- [76] 도 6은 무선통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

- [77] 도 6을 참조하면, 상향링크 서브프레임은 복수(예, 2개)의 슬롯을 포함한다. 슬롯은 CP 길이에 따라 서로 다른 수의 SC-FDMA 심볼을 포함할 수 있다. 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 데이터 영역과 제어 영역으로 구분된다. 데이터 영역은 PUSCH(Physical Uplink Shared CHannel)를 포함하고 음성 등의 데이터 신호를 전송하는데 사용된다. 제어 영역은 PUCCH(Physical Uplink Control CHannel)를 포함하고 상향링크 제어 정보(Uplink Control Information, UCI)를 전송하는데 사용된다. PUCCH는 주파수 축에서 데이터 영역의 양끝 부분에 위치한 RB 쌍(RB pair)을 포함하며 슬롯을 경계로 호평한다.

- [78] PUCCH는 다음의 제어 정보를 전송하는데 사용될 수 있다.

- [79] - SR(Scheduling Request): 상향링크 UL-SCH 자원을 요청하는데 사용되는

정보이다. OOK(On-Off Keying) 방식을 이용하여 전송된다.

- [80] - HARQ ACK/NACK: PDSCH 상의 하향링크 데이터 패킷에 대한 응답 신호이다. 하향링크 데이터 패킷이 성공적으로 수신되었는지 여부를 나타낸다. 단일 하향링크 코드워드(CodeWord, CW)에 대한 응답으로 ACK/NACK 1비트가 전송되고, 두 개의 하향링크 코드워드에 대한 응답으로 ACK/NACK 2비트가 전송된다.

- [81] - CQI(Channel Quality Indicator): 하향링크 채널에 대한 피드백 정보이다. MIMO(Multiple Input Multiple Output) 관련 피드백 정보는 RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Indicator), PTI(Precoding Type Indicator) 등을 포함한다. 서브프레임 당 20비트가 사용된다.

- [82] 단말이 서브프레임에서 전송할 수 있는 제어 정보(UCI)의 양은 제어 정보 전송에 사용한 SC-FDMA의 개수에 의존한다. 제어 정보 전송에 사용한 SC-FDMA는 서브프레임에서 참조 신호 전송을 위한 SC-FDMA 심볼을 제외하고 남은 SC-FDMA 심볼을 의미하고, SRS(Sounding Reference Signal)가 설정된 서브프레임의 경우 서브프레임의 마지막 SC-FDMA 심볼도 제외된다. 참조 신호는 PUCCH의 코히어런트 검출에 사용된다. PUCCH는 전송되는 정보에 따라 7개의 포맷을 지원한다.

- [83] 도 7은 FDR 통신 상황에서 송신/수신 링크와 자기간섭 (SI)의 개념도를 예시하고 있다.

- [84] 도 7에서처럼 자기간섭(SI)는 송신 안테나로부터 송신된 신호가 경로 감쇄 없이 자신의 수신 안테나로 바로 들어오는 다이렉트 간섭(direct interference)과 주변의 지형에 의해 반사된 반사된 간섭(reflected interference)로 구분될 수 있으며, 그 크기는 물리적인 거리 차이에 의해 원하는 신호(desired signal) 보다 극단적으로 클 수밖에 없다. 이렇게 극단적으로 큰 간섭의 세기 때문에 FDR 시스템의 구동을 위해서는 자기간섭의 효과적인 제거가 필요하다.

- [85] 효과적으로 FDR 시스템이 구동되기 위해서는 장치의 최대 송신 파워에 따른 자기간섭 제거(Self-IC)의 요구 사항을 다음 표 3(이동통신 시스템에서의 FDR 적용 시 Self-IC 요구사항 (BW=20MHz))과 같이 결정할 수 있다

- [86] 표 3

[표3]

Node Type	Max. Tx Power (P _A)	Thermal Noise. (BW=20MHz)	Receiver NF	Receiver Thermal Noise Level	Self-IC Target (P _A - TN-NF)
Macro eNB	46dBm	-101dBm	5dB (for eNB)	-96dBm	142 dB
Pico eNB	30dBm				126 dB
Femto eNB,WLA N AP	23dBm				119 dB
UE	23dBm		9dB(for UE)	-92dBm	115 dB

[87] 상기 표 3을 참조하면, 단말(UE)이 20MHz 의 대역폭(BW)에서 효과적으로 FDR 시스템을 구동시키기 위해서는 119dBm 의 Self-IC 성능이 필요함을 알 수 있다. 이동통신 시스템의 대역폭에 따라서 Thermal noise 값이

$N_{0,BW} = -174dBm + 10 \times \log_{10}(BW)$ 식과 같이 바뀔 수 있으며, 표 3은 20MHz 의 대역폭을 가정하고 구하였다. 표 3과 관련하여 Receiver Noise Figure (NF) 는 3GPP 표준 요구사항(specification requirement)를 참조하여 worst case를 고려하였다. Receiver thermal noise level 은 특정 BW 에서의 thermal noise 와 receiver NF의 합으로 결정된다.

[88] 자기간섭 제거(Self-IC) 기법의 종류 및 적용 방법

[89] 도 8은 장치의 RF 송수신단(혹은 RF front end)에서의 세 가지 간섭 기법을 적용하는 위치를 도시한 도면이다. 도 8에서는 3가지 Self-IC 기법의 적용 위치를 도시하고 있다. 이하 3가지 Self-IC 기법에 대해 간략히 설명한다.

[90] Antenna Self-IC: 모든 Self-IC 기법 중 가장 우선적으로 실행되어야 할 자기간섭 제거 기법이 안테나 자기간섭 제거 기법이다. 안테나 단에서 자기간섭(SI) 제거가 수행된다. 가장 간단하게는 송신 안테나 및 수신 안테나 사이에 신호를 차단할 수 있는 물체를 설치하여 SI 신호의 전달을 물리적으로 차단하거나, 다중 안테나를 활용하여 안테나 간의 거리를 인위적으로 조절하거나, 특정 송신 신호에 위상 반전을 주어 SI 신호를 일부 제거할 수 있다. 또한, 다중 편파 안테나 또는 지향성 안테나를 활용하여 SI 신호의 일부를 제거할 수 있다.

[91] Analog Self-IC: 수신 신호가 ADC (Analog-to-Digital Convertor) 를 통과하기 이전에 Analog 단에서 간섭을 제거하는 기법으로 복제된 Analog 신호를 이용하여 SI 신호를 제거하는 기법이다. 이는 RF영역 혹은 IF 영역에서 수행될

수 있다. SI 신호를 제거하는 방법은 구체적으로 기술하면 다음과 같다. 우선 송신되는 Analog 신호를 시간지연 시킨 후 크기와 위상을 조절하여 실제로 수신되는 SI 신호의 복제 신호를 만들어 수신 안테나로 수신되는 신호에서 차감하는 방식으로 이루어진다. 그러나, Analog 신호를 이용하여 처리하기 때문에 구현 복잡도와 회로특성으로 인하여 추가적인 왜곡이 발생할 수도 있으며 이로 인하여 간섭제거 성능이 크게 달라질 수 있다는 단점이 있다.

- [92] Digital Self-IC: 수신 신호가 ADC를 통과한 이후에 간섭을 제거하는 기법으로 Baseband 영역에서 이루어지는 모든 간섭제거 기법들을 포함한다. 가장 간단하게는 송신되는 Digital 신호를 활용하여 SI의 복제 신호를 만들어 수신된 Digital 신호에서 차감하는 방법으로 구현 가능하다. 혹은 다중 안테나를 이용하여 Baseband에서의 Precoding/Postcoding을 수행 함으로써 단말 혹은 기지국에의 송신 신호가 수신안테나로 수신되지 않게끔 하기 위한 기법들 또한 Digital Self-IC로 분류 할 수 있다. 그러나 Digital Self-IC는 Digital로 변조된 신호가 원하는 신호에 대한 정보를 복원 할 수 있을 정도로 양자화가 이루어져 가능하기 때문에 Digital Self-IC를 수행하기 위해서는 상기의 기법들 중 하나 이상의 기법을 활용하여 간섭을 제거하고 난 이후의 남아있는 간섭 신호와 원하는 신호간의 신호 파워의 크기 차가 ADC range안에 들어와야 하는 전제조건이 필요하다.

- [93] 도 9는 도 8을 바탕으로 하여 OFDM을 이용한 통신 시스템 환경에서 제안하는 통신 장치에서 자기간섭 제거(Self-IC)를 위한 장치의 블럭도를 도식화 한 도면이다.

- [94] Digital Self-IC block의 위치는 도 9에서는 DAC 전과 ADC 통과후의 디지털 자기간섭 신호(digital SI) 정보를 바로 이용하여 수행하는 것으로 도시하고 있으나, IFFT 통과 후 및 FFT 통과 전의 디지털 자기간섭 신호를 이용하여 수행될 수도 있다. 또한 도 9는 송신 안테나와 수신 안테나를 분리하여 자기 간섭 신호를 제거하는 개념도이지만, 하나의 안테나를 이용한 안테나 간섭 제거 기법 사용시에는 도 5와는 다른 안테나의 구성법이 될 수 있다. 도 9에 도시된 RF 송신단 및 수신단에서 목적에 맞는 기능 block이 추가되거나 삭제될 수도 있다.

FDR 시스템의 신호 모델링

- [95] FDR 시스템은 송신 신호와 수신 신호 간 동일 주파수를 사용하고 있기 때문에 RF에서의 비선형 성분들이 크게 영향을 끼치게 된다. 특히 송신 RF Chain의 Power Amplifier (PA) 와 수신 RF Chain의 Low noise Amplifier (LNA)와 같은 능동 소자의 비선형 특성에 의해 송신 신호가 왜곡되며, 송/수신 RF Chain에서의 Mixer에 의해서도 왜곡이 변형될 수 있으며, 이러한 왜곡으로 인한 송신 신호는 고차항(high-order)에 해당하는 성분이 발생되는 것으로 모델링 할 수 있다. 그 중에서 짝수 차수(even-order)항의 성분은 DC 주변 및 중심 주파수의 몇배에 해당되는 고주파 영역에 영향을 끼치기 때문에 기존의 AC coupling 또는 Filtering 기법을 사용하여 효과적으로 제거 가능하다. 그러나, 홀수 차수항의 성분은 기존

중심 주파수 주변에 인접하여 발생하기 때문에 짹수 차수항과는 다르게 쉽게 제거가 불가능하며, 수신 시 큰 영향을 끼치게 된다. 이러한 홀수 차수항의 비선형 특성을 고려하여 FDR 시스템에서의 ADC 이후의 수신 신호를 Parallel Hammerstein (PH) Model 을 이용하여 표현하면 다음 수학식 1과 같다.

[97] 수학식 1

[수식1]

$$y(n) = h_D(n) * x_D(n) + \sum_{\substack{k=1, \dots, K \\ k=odd}} h_{SI,k}(n) * |x_{SI}(n)|^{k-1} x_{SI}(n) + z(n)$$

[98] 여기서, k값은 홀수 값(odd number), $x_{SI}[n]$ 은 장치의 RF 송신단에서 자신이 송신한 데이터이고, $h_{SI}[n]$ 은 RF 송신단 자신이 송신한 데이터가 겪는 자기간섭 채널(Self-channel)의 이득(gain)이며, $x_D[n]$ 은 상기 장치의 RF 수신단에서 수신하고자 하는 데이터이고, $h_D[n]$ 은 RF 수신단에서 수신하고자 하는 데이터가 겪는 원하는 채널(Desired channel)의 이득이며, $z[n]$ 은 Additive White Gaussian Noise (AWGN)이다. $k=1$ 이면 선형 성분이고 k 가 3 이상인 홀수 값은 비선형 성분이다.

[99] 자도프-츄(Zadoff-chu) 시퀀스 기본적인 수식 및 성질은 다음과 같다.

[100] 시퀀스의 길이가 홀수 값인 N_{zc} 이고 루트(root) 값이 u 인 자도프-츄 시퀀스의 n 번째 위치 (심볼 또는 부반송파)에서의 complex 값은 다음 수학식 2와 같이 표현할 수 있다.

[101] 수학식 2

[수식2]

$$s_u[n] = \exp \left\{ \frac{-j\pi u n (n+1)}{N_{zc}} \right\}$$

[102] 여기서, $0 < n < N_{zc}$ 이며, $0 < u < N_{zc} \wedge \gcd(N_{zc}, u)=1$, 여기서 $\gcd(a,b)$ 는 두 정수 a, b 의 최대공약수를 나타내는 함수이다.

[103] 자도프-츄 시퀀스의 기본적인 성질은 다음과 같다.

[104] 1) 자도프-츄 시퀀스는 N_{zc} 가 홀수이면, N_{zc} 에 의해 주기적인 성질을 가진다. 그 수식은 아래 수학식 3과 같다.

[105] 수학식 3

[수식3]

$$(s_u[n+N_{zc}] = s_u[n])$$

[106] 2) 만약 N_{zc} 가 Prime number 이면, 자도프-츄 시퀀스의 DFT는 scale 되고 시간 scaled 된 conjugated 자도프-츄 시퀀스가 된다.

$$(s_u[n] = s_u[\tilde{u}] s_u[0], \text{ where } \tilde{u} \text{ is the multiplicative inverse of } u \text{ modulo } N_{zc})$$

[107] 3) 자도프-츄 시퀀스의 자기 자신과 cyclic shift된 시퀀스와의 autocorrelation 은

0의 값을 가지며, 그 수식은 아래 수학식 4와 같다.

[108] 수학식 4

[수식4]

$$R_{S_u}(k) = \sum_{n=1}^{N_{zc}-1} s_u[n] s_u^*[(n-k)_{N_{zc}}] = \begin{cases} N_{zc} & , k = 0 \\ 0 & , k \neq 0 \end{cases}$$

[109] 4)

$$|u_1 - u_2|$$

가 N_{zc} 와 서로소인 u_1 과 u_2 의 루트(root) 값을 가지는 두 자도프-츄 시퀀스는

$$\frac{1}{\sqrt{N_{zc}}}$$

의 cross correlation 값을 가지며, 그 수식은 아래 수학식 5와 같다.

[110] 수학식 5

[수식5]

$$C_{S_{u_1, u_2}} = \left| \sum_{n=1}^{N_{zc}-1} s_{u_1}[n] s_{u_2}^*[n] \right| = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N_{zc}}} & , \gcd(N_{zc}, |u_1 - u_2|) = 1 \\ \text{Not Available} & , \gcd(N_{zc}, |u_1 - u_2|) > 1 \end{cases}$$

[111] 시퀀스를 활용한 비선형 자기간섭 제거 기법의 필요성

[112] 효과적인 FDR 방식의 자기간섭 제거를 위해서는 비선형 자기간섭 채널이 필수적이다. 그러나, 자기간섭 채널을 추정하기 위해 사용되는 Least Square (LS) 추정 방법은 matrix inversion 이 필수적이다. 이러한 matrix inversion 은 높은 복잡도의 계산량이 필요할 뿐만 아니라 행렬 크기(matrix size)에 따라 matrix inversion 생성에 해당하는 구현 시 문제점이 발생하게 된다. 보다 자세히는 FDR 방식의 구동을 위해 추정해야 할 비선형에 해당되는 차수 또는 multi-path tap 수가 증가하게 되면, inversion 을 수행해야 할 행렬 크기가 차수 및 tap 수 증가에 따라 커지게 되며 matrix inversion의 복잡도 또한 행렬 크기의 3제곱으로 증가하여 구현이 불가능하다.

[113] 상술한 비선형 자기 간섭 채널 추정의 높은 복잡도 및 구현의 불가능성을 극복하기 위해, 비선형 자기 간섭 채널 추정을 위한 시퀀스를 활용하는 방법을 제시하였다. 보다 자세히는, 시퀀스의 cross-correlation 성질을 이용하여 상기 수학식 1에서 모델링한 자기 간섭 채널의 고차 성분을 저 복잡도로 추정할 수 있으며 구현 또한 matrix inversion 에 비해 간단하다. 또한 시퀀스의 auto-correlation 성질과 cross correlation 성질을 이용하여 자기 간섭 채널의 고차 성분뿐만 아니라 각 차수에 해당하는 multi-path 성분까지 추정 가능하도록 하는 확장된 기법을 제안하였다. 이 기법 또한 저 복잡도로 자기 간섭 추정을 할 수 있다.

- [114] 뿐만 아니라 시퀀스의 cross-correlation 성질을 이용하여 자기 간섭 채널의 고차 성분을 저 복잡도로 추정하는 기법 및 시퀀스의 auto-correlation 성질과 cross correlation 성질을 이용하여 자기 간섭 채널의 고차 성분뿐만 아니라 각 차수에 해당하는 multi-path 성분까지 추정 가능하도록 하는 확장된 기법, 이 두 기법은 FDR 방식의 구동을 위해 추정해야 할 비선형에 해당되는 차수 및 multi-path tap 수가 증가할 때에도 복잡도는 선형적으로 증가하여 기존 방법에 비해 복잡도가 현저하게 감소될 뿐만 아니라 구현 역시 가능한 장점이 있다. 즉, 시퀀스를 이용한 비선형 자기간섭 채널 추정을 통해 저 복잡도의 구현 가능한 비선형 자기 간섭 제거가 가능하다.
- [115] PA(Power Amplifier)의 비선형으로 인해 발생하는 심볼 간 왜곡 (inter-modulation distortion, IMD) 성분을 고려한 시간 도메인에서의 비선형 자기 간섭 채널 추정 필요성
- [116] 한편, 기존의 LTE 시스템은 채널 추정을 위한 참조신호(Reference Signal, RS)를 설정할 때 자원의 효율성 향상을 위해 Common RS (CRS), CSI-RS(Channel State Information Reference Signal), DM-RS(Demodulation Reference Signal) 등과 같이 시간 및 주파수 도메인에서 일정 간격을 두고 RS 신호를 할당한다. 이후에 복조된 참조신호 심볼(혹은 파일럿 신호 심볼)에 이용하여 다양한 1D 또는 2D interpolation 기법들 (Block interpolation, linear interpolation, Non-linear interpolation 등)을 적용하여 채널 추정을 수행할 수 있다. 그러나, FDR 시스템에서는 소자의 비선형성으로 인해 자기 간섭 신호 중에 비선형 성분인 inter-modulation distortion (IMD)가 포함되며, 이로 인해 기존에 사용하던 interpolation 기법들을 적용하게 되면 IMD 성분이 반영되지 않아 비선형 자기 간섭 채널 추정이 불가능하고, 비선형 특성을 고려한 비선형 자기 간섭 채널 추정 기법이 필요하다.
- [117] FDR 시스템에서의 IMD로 인한 영향은 다음과 같다. 우선 IMD는 소자의 비선형성으로 인해 발생하게 되며, 신호의 고차 성분 중 odd term 성분이 송신 신호의 주변에 발생하는 것을 의미한다.
- [118] 도 10은 OFDM 신호 중 1900MHz 와 19000.1 MHz 의 1kHz 떨어진 two-tone 전송 시에 발생하는 인접 주파수 대역에 발생하는 3차 성분의 IMD 를 실험으로 나타낸 것이다.
- [119] 도 10에 도시한 바와 같이 two-tone 전송 시에 3차 IMD 성분으로 인해 two-tone 양쪽 끝에 전송된 tone의 주파수 차이만큼 떨어진 위치인 18999.9MHz 와 19000.2MHz 에 IMD 가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 위의 결과를 기반으로 하여 OFDM 의 multi-tone 전송 시에 발생하는 IMD 를 나타내면 다음 도 11 및 도 12와 같다.
- [120] 도 11은 Multi-tone 전송 시의 3차 IMD 성분을 도시한 도면이고, 도 12는 OFDM 기반 시스템에서의 IMD 를 포함한 power spectral density (dB)를 도시한 도면이다.

[121] 도 11에 도시한 바와 같이, multi-tone일 때에는 전송되는 tone의 개수 및 간격에 따라서 발생하는 IMD 성분의 개수가 기하급수적으로 증가하기 때문에 이를 주파수 도메인에서 모델링 하기 위해서는 각 톤 들에 의해 발생된 IMD 성분들을 각각 측정(measure)하고 모델링 해야 하기 때문에 복잡할 수 밖에 없다. 일 예로 3GPP LTE 의 규격에 의해 20MHz 대역폭으로 전송 시에는 총 1200 개의 OFDM 부반송파(subcarrier)가 전송되며, 이때 발생하는 IMD 성분은 719400개 ($1200 \times 1199 / 2$) 이기 때문에 이를 주파수 도메인에서 모델링 하는 것은 복잡할 뿐만 아니라 주파수 도메인의 IMD 성분을 각각 추정하는 것은 불가능하다. 그러므로 FDR 시스템에서의 비선형 자기 간섭 채널의 추정을 위해서는 자기 간섭 채널을 시간 도메인에서에서 모델링 하고 이를 시간 도메인에서 추정하는 것이 필요하다.

[122] 제안 1

[123] 시간 도메인에서 시퀀스의 auto-correlation 및 cross-correlation 성질이 유효하도록 주파수 도메인에서 시퀀스를 생성하고 이를 RS에 맵핑시키는 방법을 제안한다.

[124] 기존 3GPP LTE 시스템에서의 사용하고 있는 PN 시퀀스 또는 Zadoff-Chu 시퀀스는 주파수 도메인으로 시퀀스의 데이터가 배치되어 있다. 하지만 앞서 설명한 바와 같이 기존의 3GPP LTE에서의 방식대로 주파수 도메인에 시퀀스의 각 데이터를 할당하게 되면 자기간섭 신호의 고차 IMD 성분으로 인해 간섭이 발생하여 시퀀스의 auto-correlation 및 cross-correlation 성질이 영향을 받게 된다. 또한, 3GPP LTE 시스템은 전송 시 IFFT 연산을 통해 주파수 도메인의 데이터를 시간 도메인으로 변환을 수행한다. 이 때 Zadoff-Chu 시퀀스 역시 IFFT가 수행되며 상기 명시한 Zadoff-Chu 시퀀스의 두 번째 성질 (Zadoff-Chu 시퀀스의 길이(N_{zc})가 소수(Prime number)인 경우 DFT를 수행한 결과는 scale 되고 time scaled 된 conjugated Zadoff-Chu 시퀀스(

$$(s[j]) = s[j]\tilde{u}k[s[j]]_0, \text{ where } \tilde{u} \text{ is the multiplicative inverse of } u \text{ modulo } N_{zc}$$

)가 된다.)에 의해 루트(root) 값이 변경될 때마다 각각 다르게 time scaled 된 Zadoff-Chu 시퀀스가 전송되어 기대하는 시간 도메인에서의 시퀀스의 auto/cross correlation 성질이 기존에 설계한 그대로 발현되지 않게 된다. 예를 들어 $u=2, N_{zc}=61$ 라면

$$\tilde{2} \text{는 } 2 \times x \equiv 1 \pmod{61}$$

가 되는

\tilde{x}

값으로 정의되며, 이를 만족하는 식은

$$2 \times 31 \equiv 62 \pmod{61} \equiv 1$$

이 되어

$$\tilde{u} = 31$$

이 된다. 이를 상기 식에 대입하면

$$S_2[k] = s_2^*[31 \times k] S_2[0]$$

와 같이 31만큼 time scaled 되고

$$s_2[0]$$

scale 된 conjugated 시퀀스가 된다.

[125] 그러므로 시간 도메인에서의 시퀀스의 auto/cross correlation 성질이 기준에 설계한 그대로 발현되기 위해서는 사전에 시퀀스에 DFT 연산을 수행하거나 또는 DFT 연산이 수행되도록 주파수 도메인에서 시퀀스를 생성하여 사용하는 것이 필요하다.

[126] 본 제안에서는 FDR 시스템에서의 비선행 자기간섭 채널 추정을 시간 도메인에서 수행하기 위해 시퀀스 auto-correlation/cross-correlation 성질이 시간 도메인에서 발현될 수 있도록 주파수 도메인에서 시퀀스를 디자인하고 자원할당을 하는 방법을 포함하고 있다. 이 제안을 통해 시간 도메인에서 비선행 자기간섭 신호 제거가 가능하도록 시퀀스를 생성하고 이를 위해 주파수 도메인에서 block type으로 자원 할당을 함으로써 비선행 자기간섭 채널 환경에서도 auto-correlation/cross-correlation 성질이 시간 도메인에서 유지되고, 이 성질을 이용해 시퀀스를 활용한 비선행 자기 간섭 채널 추정이 가능하도록 한다. 본 제안에서는 시퀀스에 DFT를 수행한 결과 시퀀스를 저장하거나 시퀀스의 DFT 연산이 수행되도록 주파수 도메인에서 시퀀스를 생성하고 이를 주파수 도메인의 자원에 맵핑시키는 절차를 포함한다.

[127] 상기 제안 1의 다양한 실시예들을 이하에서 설명한다.

[128] 제안 1-1: 전송하고자 하는 시퀀스에 DFT 연산을 사전에 수행하고, 이 값을 주파수 도메인의 RS에 맵핑시키는 방법

[129] 상기 명시한 바와 같이 시간 도메인에서 전송되길 원하는 길이가 N_{zc} 이고 루트(root) 값이 u 인 Zadoff-Chu 시퀀스를 아래 수학식 6과 같이 생성하고 이를 N_{zc} point 의 DFT 연산을 수행한다.

[130] 수학식 6

[수식6]

$$S_u[k] = \sum_{n=0}^{N_{zc}} s_u[n] e^{-\frac{2\pi i kn}{N_{zc}}}$$

[131] 이렇게 수학식 6과 같이 생성된 시퀀스는 각 RS로 할당된 RE(Resource Element)에 맵핑시킨다. RS 맵핑하는 방법은 이하에서 설명한다.

- [132] 제안 1-2: 시퀀스를 기반으로 DFT 연산이 수행된 주파수 도메인의 시퀀스 값을 복소(conjugate) 연산과 상수 배의 곱 연산을 통해 (

$$S_u[k] = s_u^*[\tilde{u}k]S_u[0]$$

) 저 복잡도로 제작한다.

- [133] 상기 제안 1-1의 방법은 기존 3GPP LTE에서 생성한 Zadoff-Chu 시퀀스를 DFT 연산하여 사용하는 방법이다. 그러나 이러한 DFT 연산을 수행하는데 있어서 다음과 같은 두 가지 문제점이 발생할 수 있다.

- [134] 1. DFT 연산 수행 시 시퀀스의 길이 (N_{zc})에 비례하여 복잡도 문제가 발생하게 된다. 뿐만 아니라 기존 LTE에서 사용 가능한 DFT 크기(size)는 2, 3, 5의 radix 꼴 (

$$2^{k_1} \times 3^{k_2} \times 5^{k_3}, \text{ 여기서 } k_1, k_2, k_3 \text{ 은 정수값}$$

) 이기 때문에 왜곡이 발생한다.

- [135] 2. 만약 DFT 연산 수행한 시퀀스를 저장시켜 사용한다면, 기존 LTE 시스템에서 DFT 연산을 수행한 시퀀스의 루트(root) 값이 (# of root value) x (# of cyclic shift)에 대한 시퀀스들을 저장해야 하므로, 많은 개수의 추가적인 메모리가 필요하다.

- [136] 상기 명시한 문제점들이 발생할 수 있기 때문에 아래에서 설명할 제안을 바탕으로 DFT 연산을 수행한 시퀀스를 바로 생성하여 사용할 수 있다.

- [137] 길이가 N_{zc} 이고 루트 값이 u 인 Zadoff-Chu 시퀀스인 수학식 5를 DFT 수행한 결과는 다음 수학식 7과 같이 표현할 수 있다.

- [138] 수학식 7

[수식7]

$$\begin{aligned} S_u[k] &= \sum_{n=0}^{N_{zc}} s_u(n) e^{-\frac{2\pi i kn}{N_{zc}}} \\ &= \sum_{n=0}^{N_{zc}} e^{-\frac{\pi i u n(n+1)}{N_{zc}}} e^{-\frac{2\pi i kn}{N_{zc}}} \\ &= s_u^*[\tilde{u}k]S_u[0], \end{aligned}$$

- [139] 여기서

$$S_u[0]$$

는 상수값을 가지며,

\tilde{u} 는 modulo multiplicative inverse $u \pmod{N_{zc}}$

이다.

- [140] 뿐만 아니라, 길이가 N_{zc} 이고 루트(root) 값이 u 이며 p 만큼 cyclic shift가 수행된

Zadoff-Chu 시퀀스를 DFT 연산 수행한 결과는 다음 수학식 8과 같이 표현할 수 있다.

[141] 수학식 8

[수식8]

$$\begin{aligned} S_{u,p}[k] &= \sum_{n=0}^{N_{zc}} s_{u,p}(n) e^{-\frac{2\pi i kn}{N_{zc}}} \\ &= \sum_{n=0}^{N_{zc}} e^{-\frac{\pi i u(n+p)(n+p+1)}{N_{zc}}} e^{-\frac{2\pi i kn}{N_{zc}}} \\ &\equiv s_u^*[\tilde{u}k + p] s_u[p] S_u[0]. \end{aligned}$$

[142] 상기 수학식 7과 수학식 8을 기반으로 conjugate 와 상수 배 연산을 통해 DFT 연산을 수행한 시퀀스를 생성할 수 있으며, 이를 RS에 주파수 도메인에서 맵핑시켜 사용할 경우 시간 도메인에서는 길이가 N_{zc} 이고 루트(root) 값이 u 이며 p 만큼 cyclic shift가 수행된 Zadoff-Chu 시퀀스가 전송되어, 시퀀스 auto-correlation/cross-correlation 성질을 이용한 비선형 자기 간섭 채널 추정이 가능하다.

[143] 3GPP LTE 와의 정합성을 고려한 베이스 시퀀스 생성(base sequence generation) 하는 실시례

[144] 일 예로서, 3GPP LTE에서의 참조신호 시퀀스의 베이스 시퀀스인

$$r_{u,v}(n)$$

는 다음 수학식 9와 같이 정의된다.

[145] 수학식 9

[수식9]

$$r_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{zc}^{RS}), 0 \leq n \leq M_{sc}^{RS}$$

[146] 여기서 u 는 시퀀스 그룹 넘버(sequence group number)이고, v 는 그룹 내의 베이스 시퀀스 넘버이며,

$$M_{sc}^{RS}$$

는 참조신호 시퀀스의 길이다. 또한, q 번째 루트 값을 가지는 Zadoff-Chu 시퀀스는

$$x_q(m) = e^{-j\frac{\pi q m(m+1)}{N_{ZC}^{RS}}}, 0 \leq m \leq N_{ZC}^{RS} - 1$$

과 같이 정의되며

$$q = \lfloor \bar{q} + 1/2 \rfloor + v \cdot (-1)^{\lfloor 2\bar{q} \rfloor}, \bar{q} = N_{ZC}^{RS} \cdot (u + 1) / 31$$

이고,

$$N_{ZC}^{RS}$$

은

$$M_{sc}^{RS}$$

보다 작은 가장 큰 소수이며 Zadoff-Chu 시퀀스의 길이를 나타낸다.

- [147] 여기서 FDR 방식의 비선형 자기간섭 채널 추정을 위한 베이스 시퀀스를 생성하기 위해서는 수학식 9에서의

$$x_q(m)$$

대신 수학식 7에서의

$$x_q^*[\tilde{q}m] X_q[0]$$

또는 수학식 8에서의

$$x_q^*[\tilde{q}m + v] x_q[v] X_q[0]$$

식을 수학식 9에 넣어 다음수학식 10과 같이 변경된 베이스 시퀀스를 생성할 수 있다.

- [148] 수학식 10

[수식10]

$$r_{u,v}(n) = x_q^*[\tilde{q}n \bmod N_{ZC}^{RS}] X_q[0], 0 \leq n \leq M_{sc}^{RS}$$

$$r_{u,v}(n) = x_q^*[\tilde{q}n \bmod N_{ZC}^{RS} + v] x_q[v] X_q[0], 0 \leq n \leq M_{sc}^{RS}$$

- [149] 여기서 루트 값인 q 는 상기 정의된 값과는 달라질 수 있다.

- [150] 또한, 수학식 9에서 만들어진 시퀀스를 수학식 7과 수학식 8을 통해 DFT 연산을 통과한 베이스 시퀀스를 생성할 수 있다.

- [151] 제안 2: FDR 시스템에서 비선형 자기간섭의 채널 추정을 위해 Block type 으로 RS 자원을 할당하는 방법

- [152] 상기 제안 1에서의 시퀀스를 기반으로 하여 비선형 자기간섭 제거가 가능한 RS 자원 할당을 위해서는 전 대역에 걸쳐서 RS를 block type으로 설정 혹은 할당할 필요가 있다. 만약 전 대역이 아닌 일부 서브대역(sub-band)에 RS를 할당하고

나머지 대역에 RS 가 아닌 데이터(예를 들어, PDSCH(Physical Downlink Shared CHannel)) 또는 제어 신호(제어 채널)(예를 들어, e-PDCCH)을 할당하게 되면 RS 가 아닌 데이터 또는 제어 신호에 의해 발생하는 IMD 성분이 RS 신호에 간섭을 일으키게 되어 비선형 자기간섭 채널 추정 시 고차 성분(high order)에 대한 추정이 불가능해 진다. 그 이유는 IMD 를 추정하기 위해 시퀀스의 루트 값을 할당하였으나, 추정하고자 하는 신호보다 더 큰 데이터 또는 제어 신호의 IMD 간섭 성분이 발생하고, 이는 시퀀스로 구분이 불가능하기 때문에 자기간섭 신호의 비선형 성분을 추정하는 것이 불가능하다. 따라서, FDR 방식을 위한 비선형 자기간섭 채널 추정을 위해 전 대역에 걸쳐 Block type 으로 RS 자원을 할당할 필요가 있다. 상기 제안하고 있는 RS 자원 할당과 관련하여 다양한 할당 방법이 있다.

- [153] 제안 2-1: 상기 제안한 시퀀스를 적용시키기 위해 전체 대역폭(Bandwidth)를 포함하는 심볼을 이용하여 block-type 으로 RS 자원을 할당하는 방법
- [154] 상술한 바와 같이 비선형 자기간섭 신호를 추정하기 위해서는 IMD 성분들의 간섭이 발생하지 않도록 해야 하며, 이를 위해 비선형 자기간섭 신호 추정을 위한 RS 전송 시에는 다른 신호의 전송은 하지 않는 것이 바람직하다. 따라서 전체 대역폭에 걸쳐서 block-type 형태로 RS 자원을 할당할 수 있다.
- [155] 도 13은 3GPP LTE/LTE-A 시스템 기반의 하향링크 전송 시 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 것이다.
- [156] 도 13을 참조하면, FDR 환경에서의 비선형 자기간섭 신호의 추정을 위해 해당 서브프레임에서 4 번째 심볼에 RS를 할당할 수 있다. 그러나 이것은 일 예일 뿐이며, 도 13에서 예시한 4번째 심볼과는 다른 심볼을 이용하여 FDR 환경에서의 비선형 자기간섭 신호의 추정 혹은 제거를 위한 RS를 할당할 수도 있다. 도 13에서는 해당 서브프레임에서 하나의 심볼(예를 들어, 4 번째 심볼)에 비선형 자기간섭 신호의 추정을 위한 RS를 할당하는 것을 예시하였으나, 이것은 일 예일 뿐이며 해당 서브프레임에서 하나 이상의 심볼에 비선형 자기간섭 신호의 추정을 위한 RS를 할당할 수도 있으며, 이는 아래 설명할 사항들에서도 적용될 수 있다.
- [157] 실시 예 2-1
- [158] 일 예로서, 3GPP LTE/LTE-A 에서의 하향링크에서는 1.4MHz의 시스템 대역폭을 가지는 경우 기존의 시스템과의 정합성을 고려하여 도 13과 같이 각 프레임의 첫 번 째 서브프레임의 4번째 심볼에 FDR 환경에서의 비선형 자기간섭 신호 제거를 위한 RS 를 할당할 수 있다. 그 이외에 3MHz, 5MHz, 10MHz, 20MHz 의 시스템 대역폭을 가지는 경우 기존 시스템과의 정합성을 고려하여 1.4MHz의 시스템 대역폭을 가질 때의 RS 할당 구조를 주파수 영역으로 확장하여 할당할 수 있다.
- [159] 도 14는 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크에서 비선형 자기간섭 신호의 (채널) 추정을 위한 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 것이다.

- [160] 도 14를 참조하면, 서브프레임 0과 서브프레임 5의 4번째 심볼 이외의 다른 심볼을 또는 다른 서브프레임의 심볼을 이용하여 FDR 환경에서의 비선형 자기간섭 신호 추정 혹은 제거를 위한 RS를 할당할 수도 있다.
- [161] 제안 2-2: 상기 제안한 시퀀스를 적용시키기 위해 일부 주파수 대역을 포함하도록 block-type 으로 RS 자원을 할당하는 방법
- [162] 상기 제안한 바와 같이 전 대역에 걸쳐 RS를 전송하는 경우에 비선형 자기간섭 채널 추정의 성능 관점에서 보면 전 대역에 대한 채널 추정이 가능하기 때문에 좋은 성능을 낼 수 있다. 그러나 단말과 같이 송신 전력에 제한이 발생할 수 있는 경우에는 전 대역에 RS를 전송하는데 문제가 생기게 된다. 또한, FDR 전송 시 일부 주파수 대역으로만 전송과 수신을 하는 경우에는 전 대역에 대한 추정이 불필요할 수 있다. 이러한 경우에는 선택적으로 일부 주파수 대역을 포함하도록 block-type 으로 RS 자원을 할당할 수 있다.
- [163] 도 15는 3GPP LTE/LTE-A 시스템 기반의 하향링크 전송 시 일부 주파수 대역에 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 도면이다.
- [164] 도 15를 참조하면, 비선형 자기간섭 채널 추정을 위한 RS가 해당 서브프레임의 4 번째 심볼에 할당할 수 있다. 한편, 도 15에서 특정 서브프레임의 4 번째 심볼과는 다른 심볼 또는 다른 서브대역(sub-band)를 이용하여 비선형 자기간섭 추정 혹은 제거를 위한 RS를 할당할 수도 있다. 예를 들어, 도 15에 도시한 바와 같이, 해당 서브프레임에서 아래쪽에 두 개 심볼에만 zero insertion 을 수행한 RS를 할당하거나, 위쪽 두 개 심볼에만 zero insertion 을 수행한 RS를 할당하거나, 또는 중간에 특정 간격 또는 비규칙적으로 zero insertion 을 수행한 형태로 RS 를 할당하거나 하는 등의 방법으로 RS를 할당할 수 있다.
- [165] 실시 예 2-2
- [166] 일 예로서, 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서의 하향링크에서는 1.4MHz의 시스템 대역폭을 가지는 경우 기존의 시스템과의 정합성을 고려하여 도 13과 같이 각 프레임의 첫 번 째 서브프레임의 4번째 심볼의 일부 주파수 대역에 비선형 자기간섭 채널 추정 혹은 제거를 위한 RS를 할당할 수 있다. 그 이외에 3MHz, 5MHz, 10MHz, 20MHz 의 시스템 대역폭을 가지는 경우 기존 시스템과의 정합성을 고려하여 1.4MHz의 시스템 대역폭을 가질 때의 RS 할당 구조를 주파수 영역으로 확장하여 다양한 조합으로 자원을 할당할 수 있다.
- [167] 도 16은 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크에서의 비선형 자기간섭 채널 추정을 위해 일부 중간의 서브대역(sub-band)에 block type 의 RS 할당의 일 예를 도시한 도면이다.
- [168] 도 16을 참조하면, 비선형 자기간섭 채널 추정을 위해 일부 중간의 서브대역(sub-band)에 block type 의 RS 할당하고, 그 외의 심볼에 대해서는 zero insertion을 수행한 RS를 할당할 수 있다.
- [169] 제안 2-3: 상기 제안한 시퀀스를 TDD-LTE의 환경에 적용시키기 위해 special subframe 의 DwPTS 의 심볼을 이용하는 방법

- [170] 일 예로서, 3GPP TDD-LTE 환경 하에서 기존의 시스템과의 정합성을 고려하여 프레임의 special subframe 의 DwPTS의 일부 심볼에 FDR에 따른 비선형 자기간섭 신호의 제거를 위한 RS를 할당할 수 있다. 그 이외에 3MHz, 5MHz, 10MHz, 20MHz 의 시스템 대역폭을 가지는 경우 기존 시스템과의 정합성을 고려하여 1.4MHz의 대역폭을 가질 때의 RS 할당 구조를 주파수 영역으로 확장하여 다양한 조합으로 자원을 할당할 수 있다.
- [171] 도 17은 3GPP TDD-LTE 시스템의 special subframe에 비선형 자기간섭 채널 추정을 위한 Block-type RS 할당의 일 예를 도시한 도면이다.
- [172] 도 17은 special subframe configuration 4를 사용할 때의 경우를 예시하고 있다. 도 17에서 예시한 DwPTS의 마지막 심볼 이외에 DwPTS의 다른 심볼 또는 다른 special subframe configuration 에서의 DwPTS 심볼을 이용하여 FDR 환경에서의 비선형 자기간섭 채널 추정 혹은 자기간섭 신호 제거를 위한 RS 를 할당할 수 있다. 만약 special subframe configuration 0, 5와 같이 DwPTS의 심볼이 부족한 경우에는 상기 제안 2-1 또는 상기 제안 2-2에서와 같이 하향링크 서브프레임의 특정 심볼을 이용하여 RS 자원을 할당할 수 있다.
- [173] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다. 특히 청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.
- [174] 본 발명은 본 발명의 정신 및 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.
- ### 산업상 이용가능성
- [175] Full Duplex Radio (FDR) 방식을 이용하는 통신 장치가 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법은 3GPP LTE/LTE-A 시스템, 5G 통신 시스템 등과 같은 다양한 무선통신 시스템에서 산업상으로 이용이 가능하다.

청구범위

- [청구항 1] Full Duplex Radio (FDR) 방식을 이용하는 통신 장치가 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 방법에 있어서, 해당 서브프레임의 특정 심볼 상에서 상기 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호들을 전송하는 단계를 포함하되, 상기 참조신호들에 맵핑된 시퀀스는 DFT (Discrete Fourier Transform) 변환되어 주파수 도메인에서 생성된 시퀀스이며, 상기 생성된 시퀀스는 상기 참조신호들을 위한 RE에 상기 주파수 도메인에서 맵핑되는, 참조신호 전송 방법.
- [청구항 2] 제 1항에 있어서, 상기 특정 심볼은 상기 해당 서브프레임에서 시간 축 방향으로 네 번째 심볼에 해당하는, 참조신호 전송 방법.
- [청구항 3] 제 1항에 있어서, 상기 참조신호들은 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상에서 전 대역에서 전송되는, 참조신호 전송 방법.
- [청구항 4] 제 1항에 있어서, 상기 참조신호들은 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상에서 특정 대역에서 전송되는, 참조신호 전송 방법.
- [청구항 5] 제 4항에 있어서, 상기 참조신호들이 상기 특정 심볼 상의 상기 선택된 일부 대역에서만 전송되는 경우, 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상에서 나머지 대역에는 제로(0) 삽입된 참조신호가 전송되는, 참조신호 전송 방법.
- [청구항 6] 제 1항에 있어서, 상기 해당 서브프레임은 서브프레임 인덱스 0 또는 5를 갖는 서브프레임인, 참조신호 전송 방법.
- [청구항 7] Full Duplex Radio (FDR) 환경에서 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호를 전송하는 통신 장치에 있어서, 송신기; 및 프로세서를 포함하되, 상기 프로세서는 상기 송신기가 해당 서브프레임의 특정 심볼 상에서 상기 비선형 자기간섭 신호의 채널 추정을 위한 참조신호들을 전송하도록 제어하며, 상기 참조신호들에 맵핑된 시퀀스는 DFT (Discrete Fourier Transform) 변환되어 주파수 도메인에서 생성된 시퀀스이며, 상기 생성된 시퀀스는 상기 참조신호들을 위한 RE에 상기 주파수 도메인에서 맵핑되는, 통신 장치.
- [청구항 8] 제 7항에 있어서,

상기 특정 심볼은 상기 해당 서브프레임에서 시간 축 방향으로 네 번째 심볼에 해당하는, 통신 장치.

[청구항 9]

제 7항에 있어서,

상기 프로세서는 상기 송신기가 상기 참조신호들을 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상의 전 대역에서 전송하도록 제어하는, 통신 장치.

[청구항 10]

제 7항에 있어서,

상기 프로세서는 상기 송신기가 상기 참조신호들을 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼 상의 특정 대역에서 전송하도록 제어하는, 통신 장치.

[청구항 11]

제 10항에 있어서,

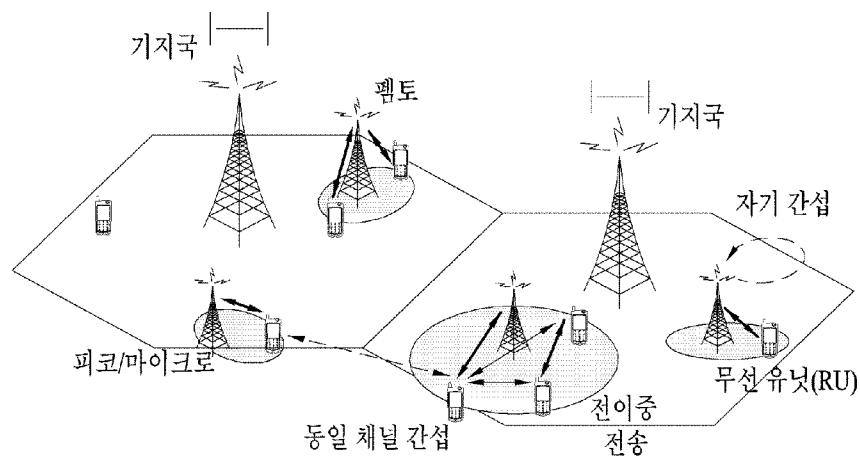
상기 참조신호들이 상기 특정 심볼에서 상기 선택된 일부 대역에서만 전송되는 경우, 상기 프로세서는 상기 송신기가 상기 해당 서브프레임의 상기 특정 심볼에서 나머지 대역에서는 제로(0) 삽입된 참조신호를 전송하도록 제어하는, 통신 장치.

[청구항 12]

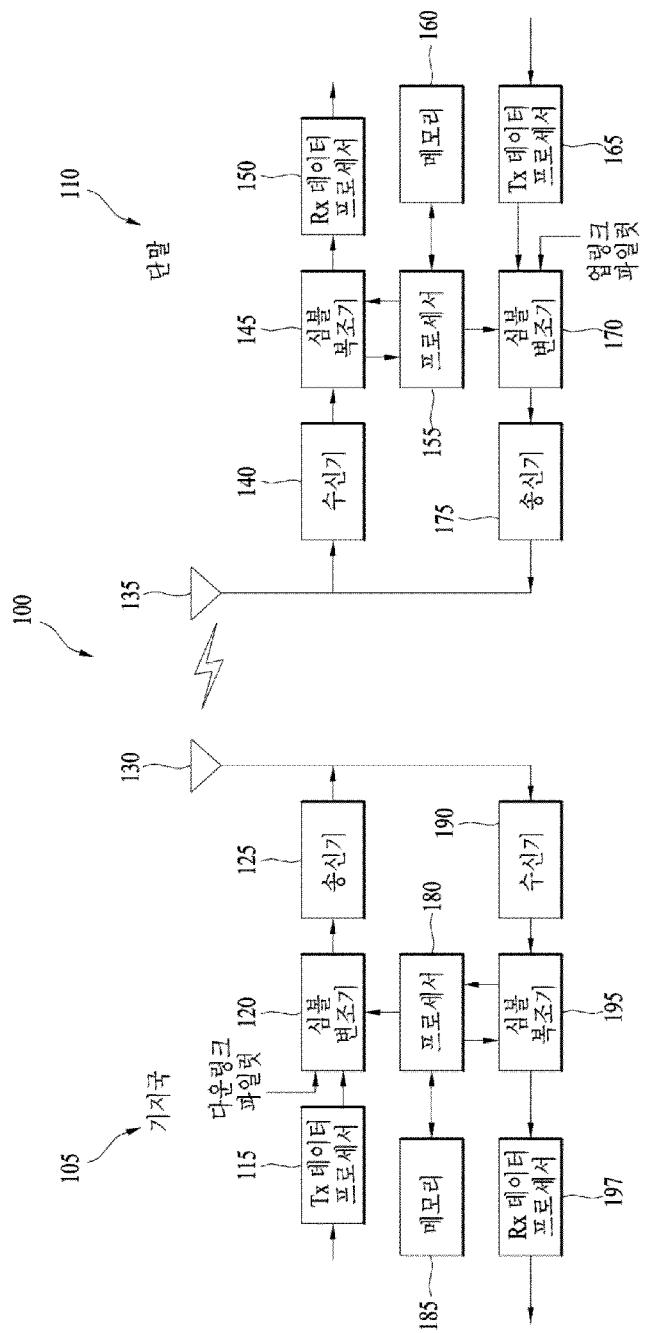
제 7항에 있어서,

상기 해당 서브프레임은 서브프레임 인덱스 0 또는 5를 갖는 서브프레임인, 통신 장치.

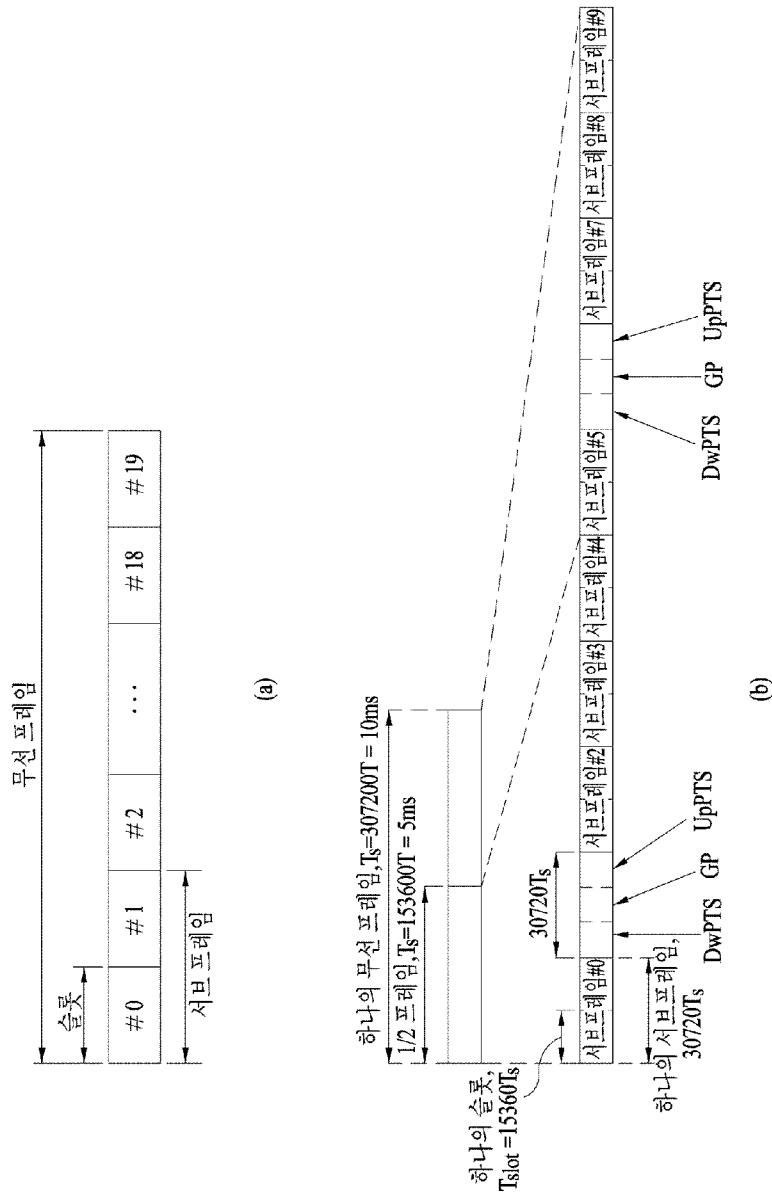
[도 1]



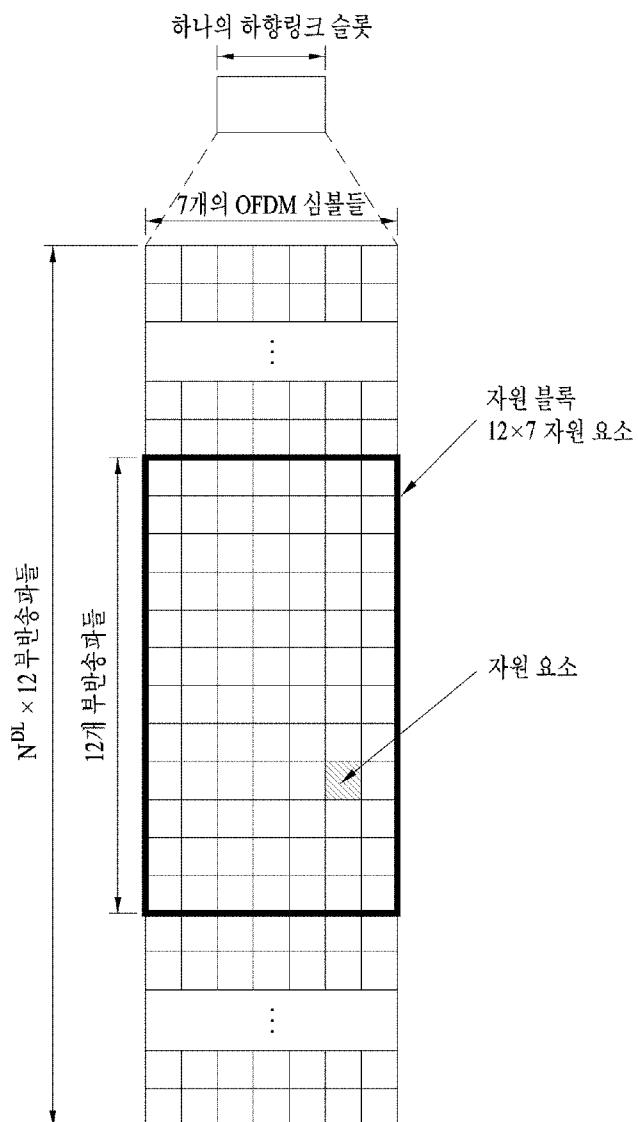
[도2]



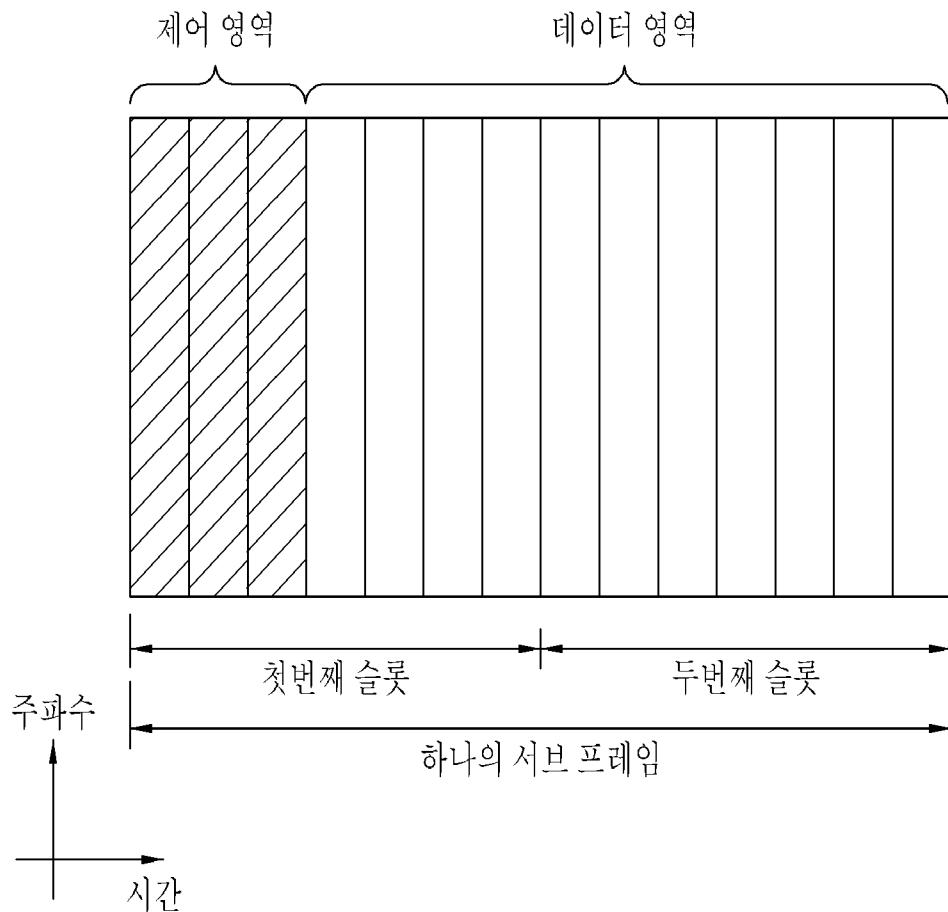
[도3]



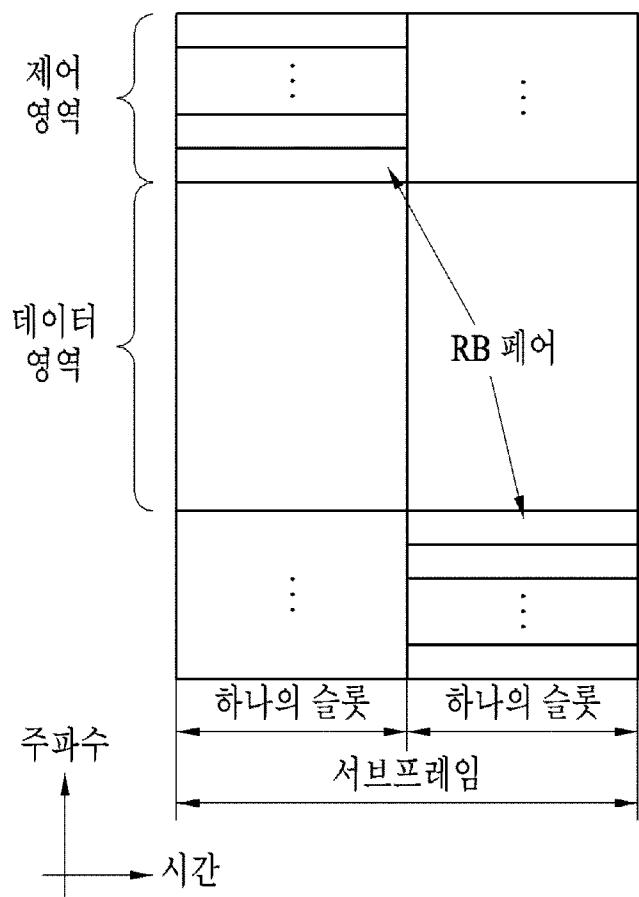
[도4]



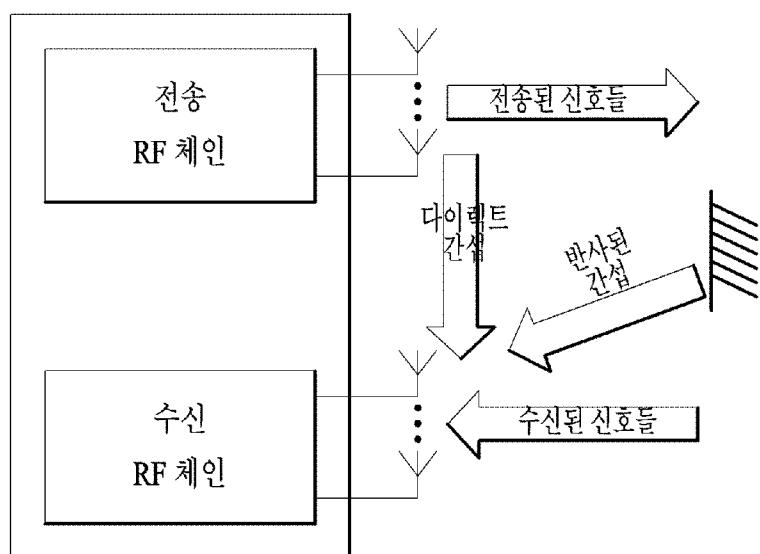
[도5]



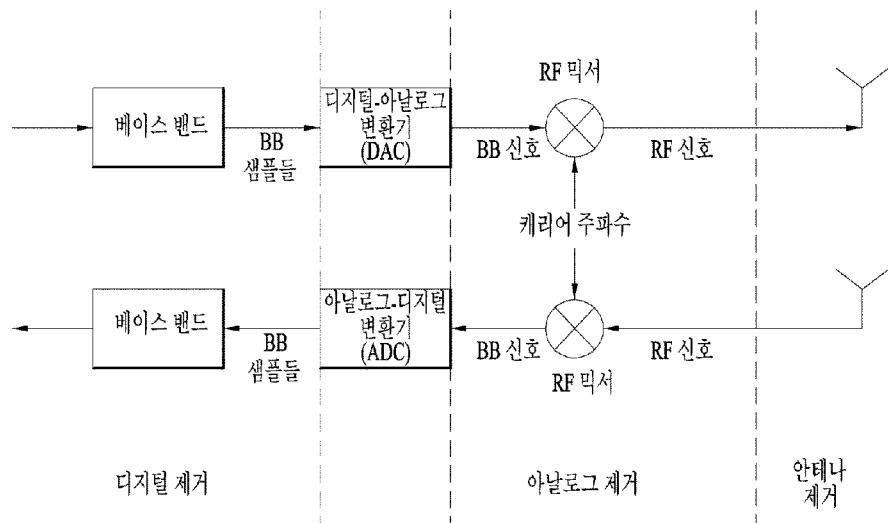
[도6]



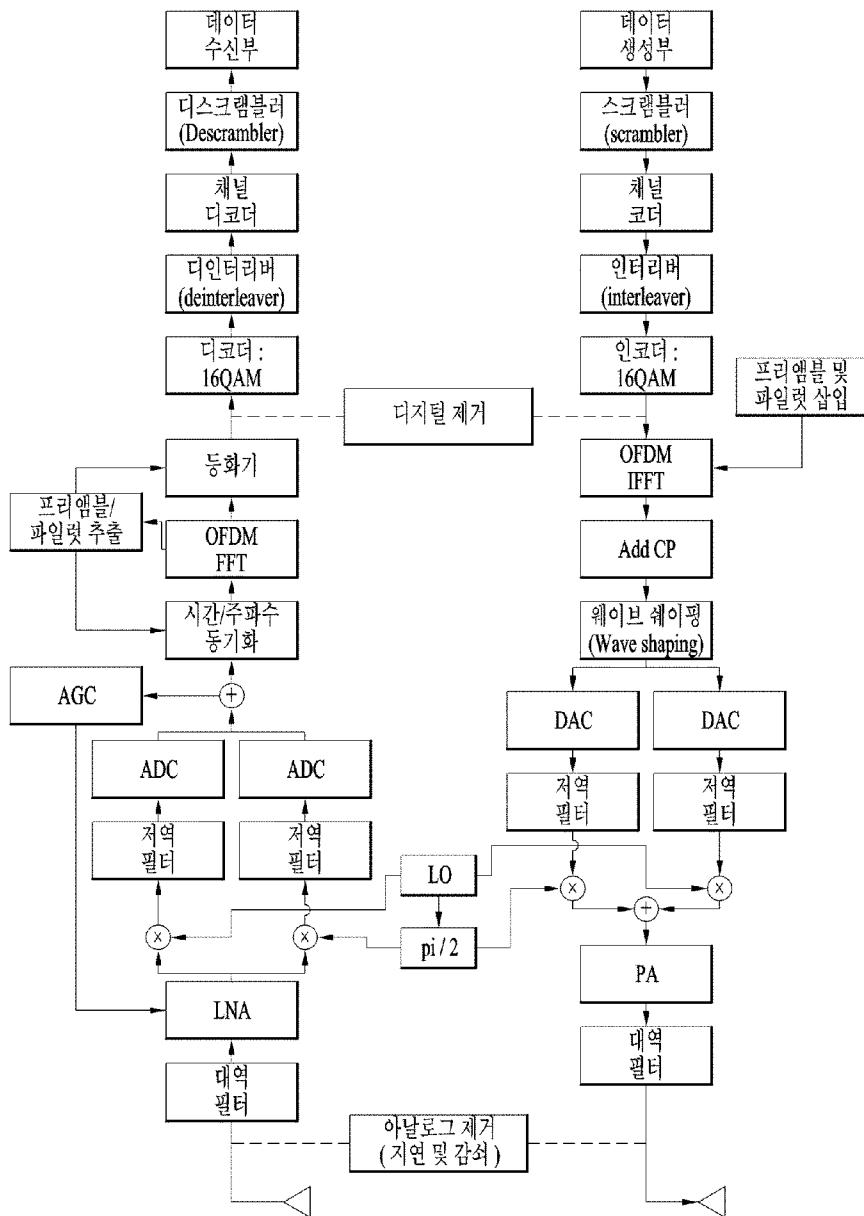
[도7]



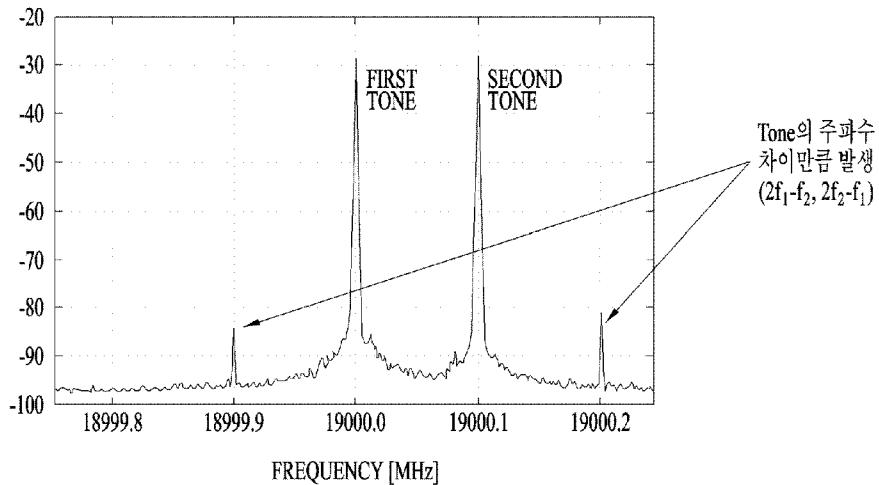
[도8]



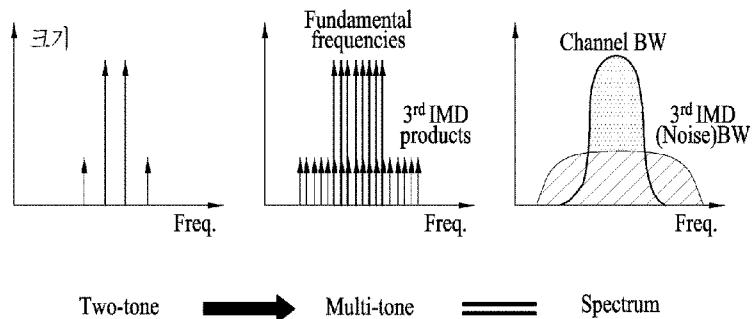
[도9]



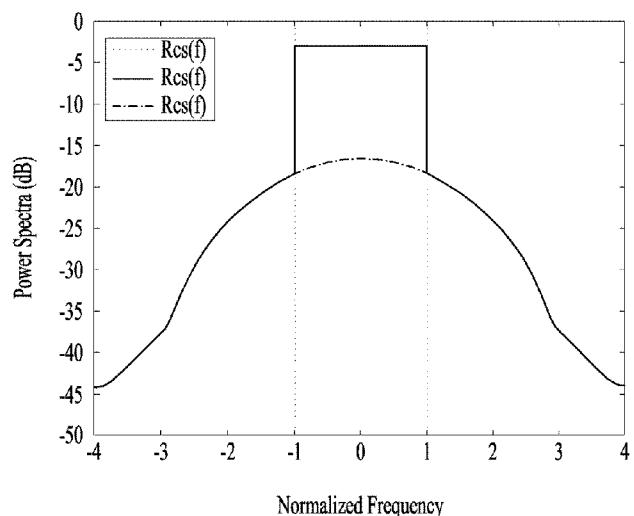
[도10]



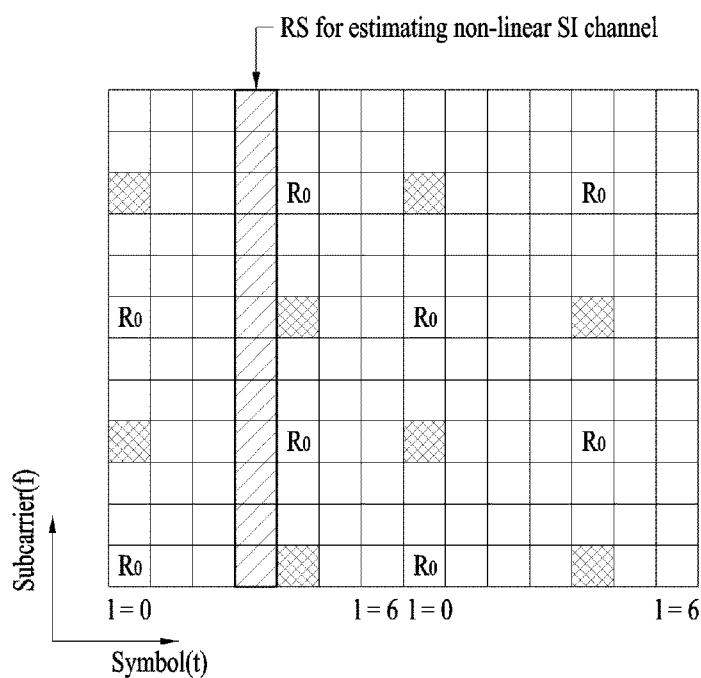
[도11]



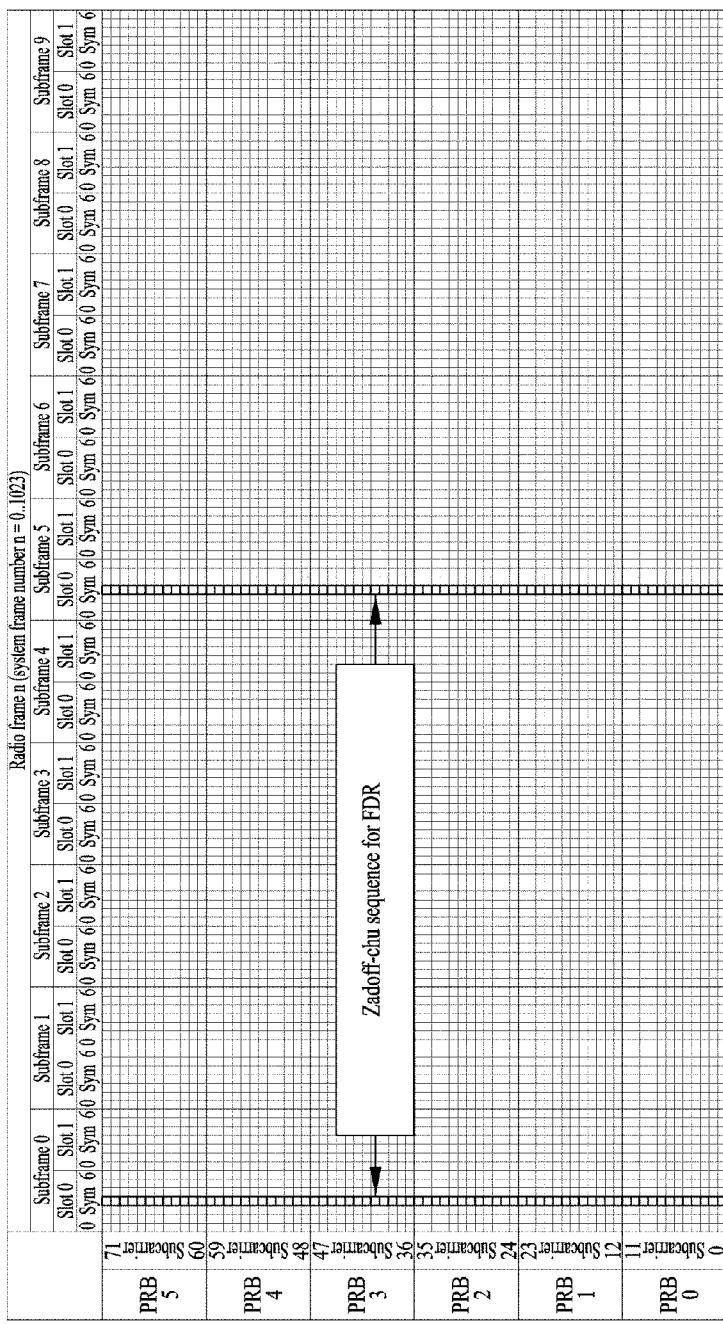
[도12]



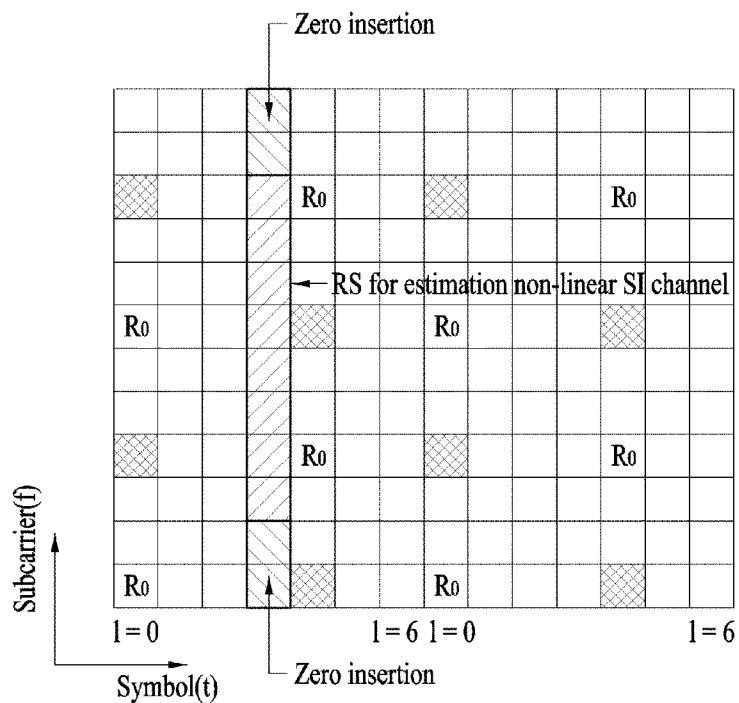
[도13]



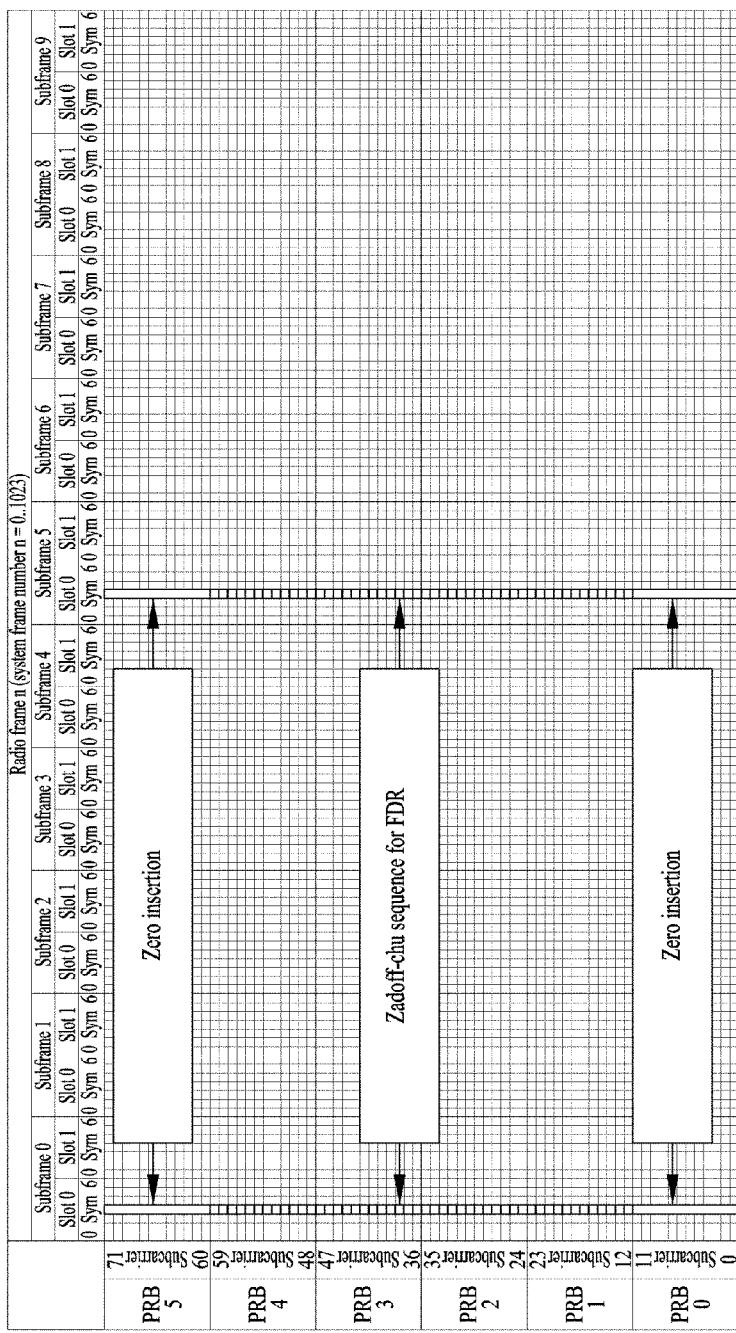
[도14]



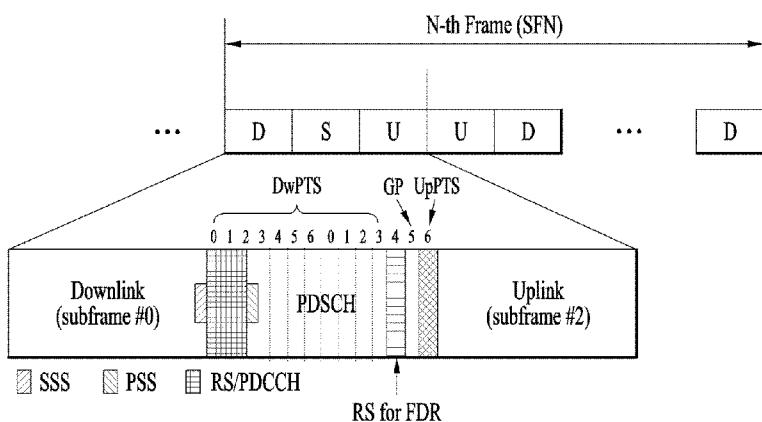
[도15]



[도16]



[도17]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2016/007389

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J 11/00(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J 11/00; H04B 7/26; H04W 56/00; H04B 1/40; H04B 1/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
 Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above
 Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
 eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: FDR(Full Duplex Radio), non-linear self-interference, channel estimation, reference signal transmission, DFT(Discrete Fourier Transform)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2015-0139284 A1 (KUMU NETWORKS, INC.) 21 May 2015 See paragraphs [0020]-[0060], [0067], [0072]; and figures 1-7.	1-12
A	WO 2013-173250 A1 (INVENTION MINE LLC.) 21 November 2013 See paragraph [0047]; claim 1; and figure 1.	1-12
A	KR 10-1080906 B1 (INNOWIRELESS CO., LTD.) 08 November 2011 See paragraphs [0013], [0043], [0045]-[0057]; and figure 4.	1-12
A	WO 2014-163433 A1 (PANTECH CO., LTD.) 09 October 2014 See paragraphs [0080]-[0087]; claim 1; and figure 6.	1-12
A	KIM, Jin Young et al., "A Study on the Transceiver Design for Full Duplex Massive MIMO Systems", The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences, pp. 990-991, 31 January 2015 (http://www.dbpia.co.kr/Article/NODE06265964) See abstract; and sections I-II.	1-12



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search

10 OCTOBER 2016 (10.10.2016)

Date of mailing of the international search report

11 OCTOBER 2016 (11.10.2016)

Name and mailing address of the ISA/KR


 Korean Intellectual Property Office
 Government Complex-Daejeon, 189 Seonsa-ro, Daejeon 302-701,
 Republic of Korea

Facsimile No. 82-42-472-7140

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2016/007389

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
US 2015-0139284 A1	21/05/2015	CN 105556860 A EP 3031141 A1 KR 10-2016-0052559 A US 2015-0043323 A1 US 8976641 B2 WO 2015-021461 A1	04/05/2016 15/06/2016 12/05/2016 12/02/2015 10/03/2015 12/02/2015
WO 2013-173250 A1	21/11/2013	CA 2873411 A1 CA 2873420 A1 CA 2873424 A1 CA 2873428 A1 EP 2850733 A1 EP 2850733 A4 EP 2850734 A1 EP 2850734 A4 EP 2850741 A1 EP 2850741 A4 EP 2856662 A2 EP 2856662 A4 US 2013-0301484 A1 US 2013-0301487 A1 US 2013-0301688 A1 US 2013-0301747 A1 US 9008208 B2 WO 2013-173251 A2 WO 2013-173251 A3 WO 2013-173252 A1 WO 2013-173253 A1	21/11/2013 21/11/2013 21/11/2013 21/11/2013 25/03/2015 30/03/2016 25/03/2015 23/03/2016 25/03/2015 02/12/2015 08/04/2015 17/02/2016 14/11/2013 14/11/2013 14/11/2013 14/11/2013 14/04/2015 21/11/2013 17/04/2014 21/11/2013 21/11/2013
KR 10-1080906 B1	08/11/2011	EP 2621110 A1 EP 2621110 A4 JP 05553255 B2 JP 2013-541898 A US 2013-0208679 A1 WO 2012-039531 A1	31/07/2013 25/05/2016 16/07/2014 14/11/2013 15/08/2013 29/03/2012
WO 2014-163433 A1	09/10/2014	KR 10-2014-0121244 A	15/10/2014

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04J 11/00(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04J 11/00; H04B 7/26; H04W 56/00; H04B 1/40; H04B 1/00

조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌

한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우))

eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: FDR(Full Duplex Radio), non-linear self-interference, channel estimation, reference signal transmission, DFT(Discrete Fourier Transform)

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	US 2015-0139284 A1 (KUMU NETWORKS, INC.) 2015.05.21 단락 [0020]-[0060], [0067], [0072]; 및 도면 1-7 참조.	1-12
A	WO 2013-173250 A1 (INVENTION MINE LLC) 2013.11.21 단락 [0047]; 청구항 1; 및 도면 1 참조.	1-12
A	KR 10-1080906 B1 (주식회사 이노와이어리스) 2011.11.08 단락 [0013], [0043], [0045]-[0057]; 및 도면 4 참조.	1-12
A	WO 2014-163433 A1 (주식회사 웬택) 2014.10.09 단락 [0080]-[0087]; 청구항 1; 및 도면 6 참조.	1-12
A	김진영 등, '전이중 매시브 다중안테나 송수신기에 관한 연구', 한국통신학회 학술대회논문집, pp 990-991, 2015.01.31 (http://www.dbpia.co.kr/Article/NODE06265964) 요약; 및 섹션 I-II 참조.	1-12

 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다. 대응특허에 관한 별지를 참조하십시오.

* 인용된 문헌의 특별 카테고리:

“A” 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌

“T” 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌

“E” 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌

“X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다.

“L” 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌

“Y” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다.

“O” 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌

“&” 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌

“P” 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

국제조사의 실제 완료일

2016년 10월 10일 (10.10.2016)

국제조사보고서 발송일

2016년 10월 11일 (11.10.2016)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소

대한민국 특허청

(35208) 대전광역시 서구 청사로 189,

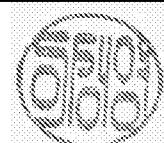
4동 (둔산동, 정부대전청사)

팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관

이성영

전화번호 +82-42-481-3535



국제조사보고서에서
인용된 특허문헌

공개일

대응특허문헌

공개일

US 2015-0139284 A1	2015/05/21	CN 105556860 A EP 3031141 A1 KR 10-2016-0052559 A US 2015-0043323 A1 US 8976641 B2 WO 2015-021461 A1	2016/05/04 2016/06/15 2016/05/12 2015/02/12 2015/03/10 2015/02/12
WO 2013-173250 A1	2013/11/21	CA 2873411 A1 CA 2873420 A1 CA 2873424 A1 CA 2873428 A1 EP 2850733 A1 EP 2850733 A4 EP 2850734 A1 EP 2850734 A4 EP 2850741 A1 EP 2850741 A4 EP 2856662 A2 EP 2856662 A4 US 2013-0301484 A1 US 2013-0301487 A1 US 2013-0301688 A1 US 2013-0301747 A1 US 9008208 B2 WO 2013-173251 A2 WO 2013-173251 A3 WO 2013-173252 A1 WO 2013-173253 A1	2013/11/21 2013/11/21 2013/11/21 2013/11/21 2015/03/25 2016/03/30 2015/03/25 2016/03/23 2015/03/25 2015/12/02 2015/04/08 2016/02/17 2013/11/14 2013/11/14 2013/11/14 2013/11/14 2015/04/14 2013/11/21 2014/04/17 2013/11/21 2013/11/21
KR 10-1080906 B1	2011/11/08	EP 2621110 A1 EP 2621110 A4 JP 05553255 B2 JP 2013-541898 A US 2013-0208679 A1 WO 2012-039531 A1	2013/07/31 2016/05/25 2014/07/16 2013/11/14 2013/08/15 2012/03/29
WO 2014-163433 A1	2014/10/09	KR 10-2014-0121244 A	2014/10/15