

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2015년 11월 12일 (12.11.2015)



(10) 국제공개번호
WO 2015/170857 A1

- (51) 국제특허분류:
H04B 7/08 (2006.01) H04B 7/04 (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2015/004419
- (22) 국제출원일: 2015년 4월 30일 (30.04.2015)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
61/989,463 2014년 5월 6일 (06.05.2014) US
- (71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 150-721 서울시 영등포구 여의대로 128 LG 전자, Seoul (KR).
- (72) 발명자: 이길복 (LEE, Kilbom); 137-893 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 강지원 (KANG, Jiwon); 137-893 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김기태 (KIM, Kitae); 137-893 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김희진 (KIM, Heejin); 137-893 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR).

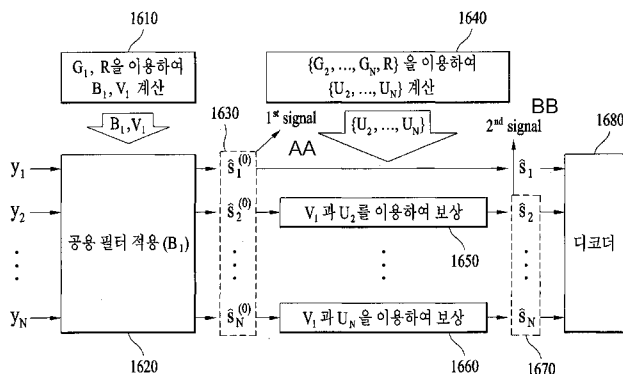
- (74) 대리인: 김용인 (KIM, Yong In) 등; 138-861 서울시 송파구 올림픽로 82, 7층 KBK 특허법률사무소, Seoul (KR).
- (81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, 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).

[다음 쪽 계속]

(54) Title: METHOD FOR REDUCING COMPLEXITY OF MIMO RECEIVER WHICH SHARES PREPROCESSING FILTER IN A GROUP UNIT BY ADAPTIVELY USING COVARIANCE MATRIX

(54) 발명의 명칭 : 공분산 행렬을 적응적으로 이용하여 그룹 단위의 전처리 필터를 공유하는 MIMO 수신기의 복잡도를 낮추는 방법

FIG. 16



- 1610 ... Calculate B_1 and V_1 by using G_1 and R
- 1620 ... Apply common filter (B_1)
- 1640 ... Calculate $\{U_2, \dots, U_N\}$ by using $\{G_2, \dots, G_N$ and R
- 1650 ... Offset by using V_1 and U_2
- 1660 ... Offset by using V_1 and U_N
- 1680 ... Decoder
- AA ... First signal
- BB ... Second signal

(57) Abstract: Disclosed is a method for processing a reception signal, and a MIMO receiver, the method comprising a step in which: a reference resource element (RE) is selected within an RE group that comprises a plurality of REs; generated is a preprocessing filter which will be shared by the plurality of REs in the RE group on the basis of channel information of the reference RE; on the basis of channel information of the plurality of REs other than the reference RE, generated is a covariance matrix with respect to each of the REs other than the reference RE; and reception signals with respect to each of the plurality of REs are offset by selectively using the preprocessing filter and the covariance matrix, and thereby detection signals with respect to the RE group are generated.

(57) 요약서: 복수의 리소스 엘리먼트를 포함하는 RE 그룹 내에서 기준 RE를 선택하고, 기준 RE의 채널 정보에 기초하여 RE 그룹 내의 복수의 RE가 공유할 전처리 필터를 생성하고, 복수의 RE 중 기준 RE를 제외한 RE들의 채널 정보에 기초하여, 기준 RE를 제외한 RE들 각각에 대한 공분산 행렬을 생성하고, 전처리 필터 및 공분산 행렬을 선택적으로 이용하여 복수의 RE 각각에 대한 수신 신호들을 보상함으로써 RE 그룹에 대한 검출 신호들을 생성하는 단계를 포함하는, 수신 신호 처리 방법 및 MIMO 수신기가 개시된다.

공개:

— 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21 조(3))

【명세서】

【발명의 명칭】

공분산 행렬을 적응적으로 이용하여 그룹 단위의 전처리 필터를 공유하는 MIMO 수신기의 복잡도를 낮추는 방법

5 【기술분야】

[1] 본 발명은 매시브(massive) MIMO 환경에서 수신기의 성능 열화를 최소화하면서도 구현 복잡도와 메모리 요구량을 줄이는 방법에 관련된 기술이다.

【배경기술】

[2] 다중 안테나 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 시스템은 다중 송신
10 안테나와 다중 수신 안테나를 이용하는 무선 통신 시스템을 의미한다. MIMO 시스템에서는 다이버시티 기법을 통해 무선 채널에서 발생하는 페이딩 영향을 최소화하거나, 공간 멀티플렉싱(spatial multiplexing)을 통해 다수의 스트림을 동시에 전송하여 수율(throughput)을 향상시킬 수 있다. 송신 안테나 수가 N_t 이고 수신 안테나 수가 N_r 이면, 공간 멀티플렉싱(SM) 기법의 경우 전송 가능한 최대 스트림의
15 수는 $\min(N_t, N_r)$ 가 된다. 특히, 고 SNR(high SNR)에서는 통신 용량(capacity)의 기울기가 $\min(N_t, N_r)$ 로 나타남이 이미 알려진 바 있다. 통신 용량은 주어진 채널에서 이론적으로 전송 가능한 최대 수율을 의미하므로, 송수신 안테나의 수가 동시에 증가 할 경우 통신 용량 역시 증가하게 된다.

[3] 매우 많은 송수신 안테나를 갖는 매시브(massive) MIMO 시스템은 5G 를
20 구성하는 기술 중 하나로 주목 받고 있다. 많은 논문과 실험에서 매시브 MIMO 시스템은 다수의 안테나를 갖는 하나의 기지국 (distributed antenna system 을 포함)과 하나의 안테나를 갖는 다수의 단말을 가정한다. 이 경우, 단말은 하나의 안테나를 갖지만 여러 개의 단말이 하나의 기지국에 의해 동시에 서비스 받으므로, 기지국과 전체 단말과의 채널은 MIMO 로 이해될 수 있다. 전체 단말 수를 K 라고 정의하면, 앞서 설명한 고 SNR 환경에서 통신 용량의 기울기는 $\min(N_t, K)$ 로
25 표현된다.

[4] 한편, 이론적으로 무한대의 송신 안테나를 가진 기지국이 여러 단말들에게 데이터를 동시에 전송할 때, 기지국의 최적(optimal) 송신 알고리즘은 MRT(maximal ratio transmission) 알고리즘이다. 한편, 여러 단말들이 기지국으
30 로 송신한 데이터를 하나의 기지국이 수신할 때, 기지국의 최적 수신 알고리즘은

MRC(maximal ratio combining) 알고리즘이다. MRT 와 MRC 가 간섭을 고려하지 않기 때문에 유한한 안테나 수를 갖는 경우 성능의 열화를 보인다 하더라도, 안테나 수가 무한대인 경우에는 이와 같은 간섭이 사라지기 때문에 MRT 와 MRC 는 최적의 솔루션이 될 수 있다.

- 5 [5] 기지국은 안테나 빔포밍을 통해 빔을 가늘게(sharp) 만들 수 있으므로 특정 단말에 에너지를 집중할 수 있다. 이는 적은 파워로도 동일한 정보를 전달할 수 있는 반면, 주변 다른 단말들에게는 간섭을 거의 주지 않아 간섭으로 인한 시스템의 성능 저하를 최소화하는 방안이 될 수 있다.

【발명의 상세한 설명】

10 **【기술적 과제】**

[6] 본 발명은 상기한 바와 같은 일반적인 기술의 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로서, 본 발명의 목적은 Massive MIMO 환경에서 수신기의 성능을 유지하면서도 수신 신호 검출 복잡도를 최소화하는 것이다.

15 [7] 본 발명의 또 다른 목적은 통신 환경 변화에 따라 공분산 행렬의 이용 여부를 선택적으로 적용함으로써, 계산 복잡도를 효율적으로 개선하는 데에 있다.

[8] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 목적들은 이상에서 언급한 사항들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 이하 설명할 본 발명의 실시 예들로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 고려될 수 있다.

20 **【기술적 해결방법】**

[9] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 수신 신호 처리 방법은, 복수의 리소스 엘리먼트를 포함하는 RE 그룹 내에서 기준 RE 를 선택하는 단계, 기준 RE 의 채널 정보에 기초하여 RE 그룹 내의 복수의 RE 가 공유할 전처리 필터를 생성하는 단계, 복수의 RE 중 기준 RE 를 제외한 RE 들의 채널 정보에 기초하여, 기준 RE
25 를 제외한 RE 들 각각에 대한 공분산 행렬을 생성하는 단계, 및 전처리 필터 및 공분산 행렬을 선택적으로 이용하여 복수의 RE 각각에 대한 수신 신호들을 보상함으로써, RE 그룹에 대한 검출 신호들을 생성하는 단계를 포함한다.

[10] 검출 신호들을 생성하는 단계는, MIMO 수신기의 수신 안테나 수, 수신 신호의 레이어 수 및 보상 과정의 기결정된 반복 회수 중 적어도 하나에 기초하여
30 공분산 행렬을 이용할지 여부를 결정할 수 있다.

[11] 공분산 행렬은, 수신 안테나 수, 레이어 수 및 반복 회수 중 적어도 하나에 기초하여 계산된 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우의 계산 복잡도 보다 낮은 것으로 결정되는 경우에 생성될 수 있다.

5 [12] 검출 신호들을 생성하는 단계는, 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우의 계산 복잡도 보다 높은 경우, 전처리 필터와 복수의 RE 각각의 채널 정보를 이용하여 수신 신호를 보상할 수 있다.

[13] 검출 신호들을 생성하는 단계는 기준 RE 에 대해서는 전처리 필터만을 이용하여 보상하고, 기준 RE 를 제외한 RE 들에 대해서는 전처리 필터 및 각각의 공
10 분산 행렬을 이용하여 보상할 수 있다.

[14] 공분산 행렬을 생성하는 단계는 기준 RE 의 채널 정보에 기초하여 기준 RE 에 대한 공분산 행렬을 더 생성하고, 검출 신호들을 생성하는 단계는 기준 RE 에 대하여 전처리 필터 및 기준 RE 에 대한 공분산 행렬을 이용하여 기준 RE 의 수신 신호를 보상할 수 있다.

15 [15] 전처리 필터는 수신 신호들을 보상하여 검출 신호들을 생성하는 과정의 속도를 향상시키기 위한 행렬일 수 있다.

[16] 검출 신호들을 생성하는 단계는, 전처리 필터 대신에 각 RE 들에 대하여 MMSE(Minimum Mean Square Error) 필터, ZF(Zero Forcing) 필터, IRC(Interference Rejection Combining) 필터 또는 BLAST 필터를 적용했을 때와
20 검출 신호 간의 오차가 임계값 미만일 때까지 보상 과정을 반복 수행하는 것이며, 보상 과정을 반복 수행하는 최대 횟수는 MIMO 채널 환경 또는 사용자 입력에 따라 결정될 수 있다.

[17] 검출 신호들은 수신 신호들에 대하여 공분산 행렬을 이용하여 CG(conjugate gradient) 알고리즘, Newton method 알고리즘 또는 steepest
25 descent method 알고리즘을 적용함으로써 생성될 수 있다.

[18] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 MIMO 수신기는, 송신부, 수신부, 및 송신부 및 수신부와 연결되어 수신 신호를 처리하는 프로세서를 포함하고, 프로세서는, 복수의 리소스 엘리먼트(resource element, RE)를 포함하는 RE 그룹 내에서 기준 RE 를 선택하고, 기준 RE 의 채널 정보에 기초하여 RE 그룹 내의 복수의
30 RE 가 공유할 전처리 필터를 생성하고, 복수의 RE 중 기준 RE 를 제외한 RE 들의 채널 정보에 기초하여, 기준 RE 를 제외한 RE 들 각각에 대한 공분산 행렬을 생성

하고, 전처리 필터 및 공분산 행렬을 선택적으로 이용하여 복수의 RE 각각에 대한 수신 신호들을 보상함으로써, RE 그룹에 대한 검출 신호들을 생성한다.

【유리한 효과】

[19] 본 발명의 실시 예들에 따르면 다음과 같은 효과를 기대할 수 있다.

5 [20] 첫째로, RE 들의 채널 정보를 이용한 공분산 행렬을 미리 생성하고 활용함으로써, 알고리즘 반복 당 복잡도가 감소함에 따라 계산 복잡도의 이득이 증가한다.

[21] 둘째로, 공분산 행렬의 이용 여부를 선택적으로 적용함으로써, 통신 환경 변화에 따라 계산 복잡도를 효율적으로 개선할 수 있다.

10 [22] 셋째로, 공분산 행렬을 이용하는 경우에 있어서 이용하지 않는 경우와 동일한 성능을 얻을 수 있으므로, 성능 저하 없이 계산 복잡도의 이득을 얻을 수 있다.

[23] 본 발명의 실시 예들에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 이하의 본 발명의 실시 예들에
15 대한 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 도출되고 이해될 수 있다. 즉, 본 발명을 실시함에 따른 의도하지 않은 효과들 역시 본 발명의 실시 예들로부터 당해 기술분야의 통상의 지식을 가진 자에 의해 도출될 수 있다.

【도면의 간단한 설명】

20 [24] 이하에 첨부되는 도면들은 본 발명에 관한 이해를 돕기 위한 것으로, 상세한 설명과 함께 본 발명에 대한 실시 예들을 제공한다. 다만, 본 발명의 기술적 특징이 특정 도면에 한정되는 것은 아니며, 각 도면에서 개시하는 특징들은 서로 조합되어 새로운 실시 예로 구성될 수 있다. 각 도면에서의 참조 번호(reference numerals)들은 구조적 구성요소(structural elements)를 의미한다.

25 [25] 도 1 은 본 발명과 관련하여, MIMO(Multiple Input Multiple Output) 환경에서 수신 스트림 수에 따른 계산 복잡도를 도시하는 도면이다.

[26] 도 2 는 본 발명과 관련하여, MIMO 환경에서 수신 스트림 수에 따른 메모리 요구량을 도시하는 도면이다.

30 [27] 도 3 은 본 발명과 관련하여 MIMO 환경에서 동일 셀 내의 단말간의 간섭을 도시하는 도면이다.

[28] 도 4 는 본 발명과 관련하여 MIMO 환경에서 인접 셀 간의 간섭을 도시하는 도면이다.

[29] 도 5 는 본 발명과 관련하여 단말에 할당되는 리소스 블록(Resource Block, RB)의 구조를 도시하는 도면이다.

5 [30] 도 6 은 본 발명과 관련하여 복수의 리소스 엘리먼트(Resource Element, RE)들이 형성하는 RE 그룹을 도시하는 도면이다.

[31] 도 7 은 본 발명과 관련하여 종래의 MIMO 수신기 동작 과정을 도시하는 도면이다.

[32] 도 8 은 본 발명과 관련된 MIMO 수신기 동작 과정을 도시하는 도면이다.

10 [33] 도 9 는 본 발명과 관련된 MIMO 수신기가 검출 신호를 검출하는 과정을 개념적으로 도시한 도면이다.

[34] 도 10 은 본 발명과 관련된 MIMO 수신기가 검출 신호를 검출하는 과정을 개념적으로 도시한 도면이다.

15 [35] 도 11 은 본 발명과 관련된 MIMO 수신기가 전처리 필터를 생성하는 일 예를 도시하는 도면이다.

[36] 도 12 는 본 발명과 관련된 또 다른 MIMO 수신기의 동작 과정을 도시하는 도면이다.

[37] 도 13 은 본 발명과 관련된 또 다른 MIMO 수신기의 동작 과정을 도시하는 도면이다.

20 [38] 도 14 는 본 발명과 관련된 또 다른 MIMO 수신기의 동작 과정을 도시하는 도면이다.

[39] 도 15 는 본 발명과 관련된 신호 검출 과정의 계산 복잡도를 비교하는 그래프이다.

25 [40] 도 16 은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 수신기의 동작 과정을 도시하는 도면이다.

[41] 도 17 은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 수신기의 신호 검출 방법에 따른 계산 복잡도를 비교하는 그래프이다.

[42] 도 18 은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 수신기의 신호 검출 방법에 따른 계산 복잡도를 반복 회수에 따라 비교하는 표이다.

30 [43] 도 19 는 본 발명의 일 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시한 블록도이다.

【발명의 실시를 위한 형태】

[44] 본 발명에서 사용되는 용어는 본 발명에서의 기능을 고려하면서 가능한 현재 널리 사용되는 일반적인 용어들을 선택하였으나, 이는 당 분야에 종사하는 기술자의 의도 또는 판례, 새로운 기술의 출현 등에 따라 달라질 수 있다. 또한, 특정한 경우는 출원인이 임의로 선정한 용어도 있으며, 이 경우 해당되는 발명의 설명 부분에서 상세히 그 의미를 기재할 것이다. 따라서 본 발명에서 사용되는 용어는 단순한 용어의 명칭이 아닌, 그 용어가 가지는 의미와 본 발명의 전반에 걸친 내용을 토대로 정의되어야 한다.

[45] 이하의 실시 예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시 예를 구성할 수도 있다. 본 발명의 실시 예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시 예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시 예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시 예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다.

[46] 도면에 대한 설명에서, 본 발명의 요지를 흐릴 수 있는 절차 또는 단계 등은 기술하지 않았으며, 당업자의 수준에서 이해할 수 있을 정도의 절차 또는 단계는 또한 기술하지 아니하였다.

[47] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성요소를 “포함(comprising 또는 including)”한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다. 또한, 명세서에 기재된 “...부”, “...기”, “모듈” 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다. 또한, “일(a 또는 an)”, “하나(one)”, “그(the)” 및 유사 관련어는 본 발명을 기술하는 문맥에 있어서(특히, 이하의 청구항의 문맥에서) 본 명세서에 달리 지시되거나 문맥에 의해 분명하게 반박되지 않는 한, 단수 및 복수 모두를 포함하는 의미로 사용될 수 있다.

[48] 본 명세서에서 본 발명의 실시 예들은 기지국과 이동국 간의 데이터 송수신 관계를 중심으로 설명되었다. 여기서, 기지국은 이동국과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미가 있다. 본 문서에서

기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다.

[49] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 이동국과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있다. 이때, ‘기지국’은 고정국(fixed station), Node B, eNode B(eNB), 발전된 기지국(Advanced Base Station, ABS) 또는 액세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.

[50] 또한, ‘이동국(Mobile Station, MS)’은 UE(User Equipment), SS(Subscriber Station), MSS(Mobile Subscriber Station), 이동 단말(Mobile Terminal), 발전된 이동단말(Advanced Mobile Station, AMS) 또는 단말(Terminal) 등의 용어로 대체될 수 있다.

[51] 또한, 송신단은 데이터 서비스 또는 음성 서비스를 제공하는 고정 및/또는 이동 노드를 말하고, 수신단은 데이터 서비스 또는 음성 서비스를 수신하는 고정 및/또는 이동 노드를 의미한다. 따라서, 상향링크에서는 이동국이 송신단이 되고, 기지국이 수신단이 될 수 있다. 마찬가지로, 하향링크에서는 이동국이 수신단이 되고, 기지국이 송신단이 될 수 있다.

[52] 또한, 디바이스가 ‘셀’과 통신을 수행한다는 기재는 디바이스가 해당 셀의 기지국과 신호를 송수신하는 것을 의미할 수 있다. 즉, 디바이스가 신호를 송신하고 수신하는 실질적인 대상은 특정 기지국이 될 수 있으나, 기재의 편의상 특정 기지국에 의해 형성되는 셀과 신호를 송수신하는 것으로 기재될 수 있다. 마찬가지로, ‘매크로 셀’ 및/또는 ‘스몰 셀’이라는 기재는 각각 특정한 커버리지(coverage)를 의미할 수 있을 뿐 아니라, ‘매크로 셀을 지원하는 매크로 기지국’ 및/또는 ‘스몰 셀을 지원하는 스몰 셀 기지국’을 의미할 수도 있다.

[53] 본 발명의 실시 예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802.xx 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP LTE 시스템 및 3GPP2 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시 예들 중 설명하지 않은 자명한 단계들 또는 부분들은 상기 문서들을 참조하여 설명될 수 있다.

[54] 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다. 특히, 본 발명의 실시 예들은 IEEE 802.16 시스템의 표준 문서

인 P802.16e-2004, P802.16e-2005, P802.16.1, P802.16p 및 P802.16.1b 표준 문서들 중 하나 이상에 의해 뒷받침될 수 있다.

[55] 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 실시 형태를 나타내고자 하는 것이 아니다.

[56] 또한, 본 발명의 실시 예들에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

[57] 1. 매시브 MIMO 시스템

[58] 매시브 MIMO 시스템 구축에 있어서, 매시브 MIMO 수신 알고리즘의 개발은 필수적이다. 기존 MIMO 시스템에 대비하여 매시브 MIMO 시스템에서의 수신기는 다음 두 가지 측면에서 향상이 필요하다.

[59] 첫째로, 매시브 MIMO 환경에서는 수신기가 동시에 수신해야 하는 데이터 스트림의 수가 증가한다. 동시에 처리해야 하는 데이터 스트림 수의 증가는 결국 수신기에서의 계산 복잡도 및 메모리 요구량의 증가로 이어지고, 이는 결국 시스템 구현 비용 및 프로세싱 시간의 증가로 이어져 수신 시스템에 큰 부담을 준다. 기존 MIMO 수신 알고리즘의 수신 스트림 수에 따른 계산 복잡도 및 메모리 요구량은 도 1 과 도 2 에 도시된 바와 같이 기하 급수적인 증가 속성을 보인다.

[60] 둘째로, 매시브 MIMO 환경에서는 간섭원의 수가 증가함에 따라, 향상된 간섭 제거 성능을 가진 수신 알고리즘이 요구된다. 매시브 MIMO 시스템에서 기지국이 수십 내지 수백 명의 사용자들에게 동시에 데이터를 전송하게 되면, 각 사용자는 자신에게 전송되는 데이터 신호를 제외하고도 수십 개 이상의 다중 사용자 간섭 신호를 수신하게 된다. 따라서, 이들을 효율적으로 제거하기 위한 매시브 MIMO 수신 알고리즘이 필요하다. 또한, 밀집된 스몰 셀 환경까지 고려하게 되면, 주변 셀 및 주변 셀의 사용자들로부터 수신되는 간섭들의 효율적인 제거 또한 요구된다.

[61] 이러한 기술적 과제를 해결하기 위해서 아래와 같은 기술적 이슈(technical issues)들이 고려되어야 한다.

[62] 먼저, 매시브 MIMO 환경에서의 계산 복잡도 및 메모리 요구량 증가에 대해 설명한다. 송신기의 안테나수가 수신기의 안테나 수 보다 항상 많은 경우, 송신기에서 보낼 수 있는 스트림의 수는 수신기의 안테나 수에 비례하여 증가한다. 이때, 수신기는 수신 신호로부터 각각의 스트림을 검출하기 위해 수신 필터를 사용한다. LTE 시스템의 경우, 필터는 매 서브프레임마다 재계산되어야 한다.

[63] 이러한 계산 과정으로 인한 부하는 계산 복잡도 및 메모리 요구량으로 정량화 시킬 수 있다. 복잡도 및 메모리 요구량은 수신 스트림 수의 제곱 또는 세제곱에 비례한다.

따라서 수신 스트림 수 (N_s)가 클 경우 계산 복잡도 및 요구 메모리는 급격하게 증가하게 되며 이는 도 1에 도시한 바 있다. 나아가, 하드웨어의 성능(specification)은 워스트 케이스(worst case)에 의해 결정되므로 하드웨어 구현 비용 역시 스트림의 수 증가에 따라 크게 증가하게 된다.

[64] 이하에서는, 종래의 MIMO 수신기의 수신 알고리즘 및/또는 필터에 따른 계산 복잡도 및 메모리 요구량에 대해 설명한다.

[65] MRC(Maximum Ratio Combining) 알고리즘은 가장 작은 계산 복잡도 ($O(N_s^2)$) 및 메모리를 요구한다. 그러나 MRC 알고리즘은 스트림들간의 간섭을 고려하지 않으므로 낮은 성능(즉, 낮은 수신 SINR)을 제공한다.

[66] MMSE(Minimum Mean Square Error) 필터는 선형(linear) 검출 방법 중 가장 좋은 성능(즉, 높은 수신 SINR)을 제공한다. 그러나 복잡도는 $O(N_s^3)$ 로 나타나며 역행렬 연산을 위한 추가적인 $O(N_s^2)$ 만큼의 메모리를 요구한다. 앞서 설명한 도 1 및 도 2는 MMSE 필터의 수신 스트림 수에 따른 복잡도 및 메모리 요구량을 나타낸다.

[67] MMSE 필터를 이용한 수신을 위해서는 채널 행렬에 대한 역행렬 연산이 필요하다. 이 역행렬의 크기는 수신 스트림 수에 의해 결정되는데, 예를들어 하이퍼포먼스 FPGA(high performance Field Programmable Gate Array)가 15X15 역행렬을 구하는데 필요한 시간은 약 $150\mu s$ 이다. 이러한 시간 지연은 LTE 채널 모델에서 가정한 코히어런스 타임(coherence time) $500\mu s$ 의 약 30%에 해당한다.

[68] 또한, MMSE 수신을 위한 역행렬 연산을 위해서는 새로운 메모리로 모든 채널 정보를 옮기는 과정이 필요하며, 이는 상당한 지연을 유발한다. 또한, 프로세

서가 역행렬 연산을 위해 메모리에 접근하는데 이는 추가적인 지연을 유발한다. 이러한 지연은 전체 시스템의 처리 시간을 크게 증가시킨다.

[69] 마지막으로, IC (Interference Cancellation) 필터는 비선형(non-linear) 검출 방법이며, IC 의 한 예인 D-BLAST 수신기의 경우 최대 통신 용량에 해당하는 성능을 얻을 수 있다. 이보다 구현 복잡도가 낮은 V-BLAST 수신기의 경우 MMSE 와 SIC 의 결합된 형태로 구성되어 있다. 특히 MIMO-OFDM 환경에서 V-BLAST 수신기는 채널의 선택비티(selectivity)가 높을수록 최대 통신 용량과 근접한 성능을 보인다. 그러나 V-BLAST 역시 MMSE 필터를 바탕으로 하기 때문에 MMSE 보다 더 높은 복잡도 및 메모리를 요구 한다.

[70] 또한, IC 기법은 이전에 검출된 심볼과 레이어를 수신 신호로부터 제거 함으로써 간섭을 제어한다. 따라서 이전에 검출된 값이 오류를 갖는 경우 이후 검출 성능이 크게 떨어지는 오류 전파 현상이 발생한다. 이러한 문제점을 보완한 다양한 IC 알고리즘이 제안되었으나 기존보다 복잡도가 매우 커지는 문제점이 있다.

[71] 도 3 은 본 발명과 관련하여 MIMO 환경에서 동일 셀 내의 단말간의 간섭을 도시하는 도면이다. 도 4 는 본 발명과 관련하여 MIMO 환경에서 인접 셀 간의 간섭을 도시하는 도면이다. 앞서 설명한 계산 복잡도와 메모리 요구량의 증가에 더하여, 매시브 MIMO 환경에서 발생하는 간섭에 대해 도 3 및 도 4 를 통해 설명한다.

[72] 기지국의 안테나가 많은 경우, 하나의 기지국은 도 3 과 같이 다수의 단말들을 동시에 지원할 수 있다. 이 경우 기지국이 단말 A 로 전송한 신호는 단말 B 에게 간섭으로 작용하게 되며, 마찬가지로 단말 B 로 전송한 신호는 단말 A 에게 간섭으로 작용하게 된다. 상기 간섭은 선호 신호(desired signal)와 동일한 기지국에서 전송되었으므로 동일한 패스 로스(path loss)를 겪게 된다. 따라서, 간섭 신호의 전력은 선호 신호의 전력과 비슷하게 수신되어 수신 SINR 이 급격히 감소하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 기지국은 간섭을 최소화 하는 방향으로 MU-MIMO (Multi User-MIMO) 프리코딩을 수행할 수 있으나, 이 경우에도 채널 정보의 오류, 채널 에이징(aging) 현상 및 코드북 크기의 제한 등으로 인해 다중 사용자 간섭을 완벽하게 제거하기는 어렵다.

[73] 또한, 다중 셀 환경을 고려하면, 다양한 셀 간 간섭이 존재한다. 대표적으로 도 4 와 같은 환경에서 단말 A 는 기지국 B 로부터, 단말 B 는 기지국 A 로부터 간섭의 영향을 받는다. 특히 단말이 인접 셀과의 경계에 근접하는 경우, 단말

이 인접 기지국으로부터 받는 간섭은 더욱 크게 된다. 게다가 스몰 셀(예를 들어, 마이크로 셀, 피코 셀, 펌토 셀 등)과 같이 셀들 간의 간격이 좁은 경우, 단말이 인접 기지국으로부터 강한 간섭을 받을 확률이 더욱 커진다.

[74] 매시브 MIMO 가 도입된 밀집된 다중 셀 환경을 고려할 때, MIMO 수신기의 간섭 제거 능력 향상이 필수적이다. 특히, 강한 간섭이 존재하는 경우 IC (interference cancellation) 계열의 간섭 제거 수신 알고리즘이 필요한데, 기존 IC 수신기는 간섭원의 수보다 큰 수의 수신 안테나 수가 필요하다. 예를 들어, 수신기에서 10 개의 간섭원을 제거하기 위해서는 11 개의 수신안테나가 필요하다. 충분한 수의 안테나를 장착하기 어려운 소형 단말의 경우, 이러한 한계를 극복하기 위한 기술의 도입이 필요하다. 예를 들어, 다중 사용자 및 다중 셀 간섭에 대해 향상된 IS(interference suppression) 기술이 적용되거나, 송신기에서 간섭 정렬 (interference alignment) 기술을 이용하여 간섭을 특정 신호 공간으로 정렬시킨 후 IC 계열의 수신기를 적용하여 제한된 수의 수신안테나로 많은 간섭원으로부터의 간섭을 제거할 수 있다.

[75] 이어서, 이하에서는 상술한 문제점들과 관련하여 종래의 MIMO 수신기의 동작 알고리즘을 설명한다. 도 5 는 본 발명과 관련하여 단말에 할당되는 리소스 블록(Resource Block, RB)의 구조를 도시하는 도면이다. 도 6 은 본 발명과 관련하여 복수의 리소스 엘리먼트(Resource Element, RE)들이 형성하는 RE 그룹을 도시하는 도면이다. 도 7 은 본 발명과 관련하여 종래의 MIMO 수신기 동작 과정을 도시하는 도면이다.

[76] 도 5 는 특정 단말에 할당된 하나의 RB 를 도시하며, 세로축/가로축은 각각 주파수/시간 축을 나타낸다. 하나의 RB 는 $N_{SC}^{RB} N_{symp}^{DL}$ 개의 RE 들로 구성되어 있으며, 각각의 RE 에서 수신 신호는 아래의 수학적 식 1 과 같이 표현된다.

[77] 【수학적 식 1】

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{G}_l \mathbf{s}_l + \mathbf{i}_l + \mathbf{w}_l, l = 0, \dots, N_{SC}^{RB} N_{symp}^{DL} - 1$$

[78] 수학적 식 1 에서 l 은 RE 의 인덱스를 표현하며, $\mathbf{G}_l$ 은 수신기에서 DMRS(De-Modulation Reference Signal)을 통해 추정된 채널을 의미하며, $\mathbf{s}_l$ 은

전송신호, $\mathbf{I}_l$ 은 간섭을 나타낸다. $\mathbf{w}_l$ 은 white noise 를 나타내며 $\mathbf{w}_l$ 의 Covariance 행렬은 $\sigma_w^2 \mathbf{I}$ 이다.

[79] 한편, 앞서 설명한 바와 같이 수신기는 수신 신호로부터 채널의 영향을 제거하기 위해 MMSE (Minimum Mean Square Error) 필터를 사용할 수 있다.

5 MMSE 필터를 이용하여 수신 신호로부터 검출한 전송 신호는 다음의 수학적 식 2 와 같이 표현된다.

[80] 【수학적 식 2】

$$\hat{\mathbf{s}}_l = \mathbf{B}_l \mathbf{y}_l \text{ with } \mathbf{B}_l = (\mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}_l)^{-1} \mathbf{G}_l^H$$

[81] 수학적 식 2 에서 $\mathbf{B}_l$ 은 MMSE 필터를 나타내며, $\hat{\mathbf{s}}_l$ 은 MMSE 필터를 통해

10 추정된 전송 신호이다. 공분산(covariance) 행렬 $\mathbf{R}_l$ 은 $\mathbf{R}_l = \mathbf{i}_l \mathbf{i}_l^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}$ 로 정의된다. 이 때 MMSE 필터를 이용하여 전송 신호를 추정하기 위해 필요한 복소수 곱하기의 계산 복잡도는 개략적으로 수학적 식 3 과 같이 표현될 수 있다.

[82] 【수학적 식 3】

$$\left(\frac{1}{2} N_r N_s^2 + \frac{1}{2} N_s^3 + N_s^2 + N_r N_s \right) N_{RB}^{DL} N_{symp}^{DL}$$

15 [83] 매시브 MIMO 의 경우 수신 안테나(N_r)가 많으며, 이 경우 최대 수신 안테나 수만큼 스트림(N_s)을 전송 받을 수 있다. 이 경우 수신기의 통신 용량을 최대 N_s 배만큼 향상시킬 수 있으나, 복잡도는 스트림 수의 세제곱 ($O(N_s^3)$)에 비례하여 급격하게 증가한다. 따라서, 수신 스트림 수가 많은 경우에 성능 저하를 최소화 하면서도 낮은 복잡도로 처리할 수 있는 수신기가 필요하다.

20 [84] 한편, 도 6 은 도 5 의 RB 의 일부분을 나타내며, 여러 개의 RE 들로 구성되는 RE 그룹을 도시한다. RE 그룹 내에서 각 RE 들의 채널들은 서로 상관관계를 가질 수 있다. 특히 도플러 효과가 작은 경우 (수신기가 천천히 이동하거나 고정되어 있는 경우) 동일한 가로축에 위치한 RE 들의 상관관계가 크다. 한편, 채널의 전력 지연 분산(power delay spread)이 적은 경우, 동일한 세로축에 위치한 RE
25 들의 상관관계가 크다. 만약, 도플러 효과가 작고 채널의 전력 지연 분산이 작은

경우 도 6 에 도시된 모든 RE 들의 상관관계는 크게 된다. 도 6 의 경우 중심 RE 와 주변 RE 와의 상관관계를 음영의 진하기로 도시하였다. 즉, 각 RE 의 음영이 어두울수록 중심 RE 와의 상관관계가 크며, 반대로 옅을수록 상관관계가 작다.

[85] 도 7 에 도시된 바와 같이, 기존의 MIMO 수신기는 이러한 RE 간의 상관 관계를 고려하지 않고 각각의 RE 마다 동일한 과정을 수행하여 전송 신호를 검출 하였다. 즉, 종래의 MIMO 수신기는 수신 신호에 대해 각 RE 마다 채널 정보 G_i 로부터 필터 B_i 를 계산하고(710), 각각의 RE 에 대해 전송 신호를 검출하여 디코딩하는 과정(720)을 거쳤다. 그러나, 이러한 종래의 수신 알고리즘은 상술한 바와 같이 매시브 MIMO 환경에서 스트림 수의 증가에 따른 계산 복잡도와 메모리 요구량의 증가를 고려할 때 개선될 필요가 있다.

[86] 이하에서는, 상술한 RE 들 간의 상관관계를 이용하여 기존 알고리즘과 동일한 성능을 제공하면서도 더 작은 복잡도를 갖는 알고리즘에 따라 동작하는 MIMO 수신기를 제안한다.

15 [87] 2. 전처리 필터를 이용한 MIMO 수신기의 동작 방법

[88] 도 8 은 본 발명의 일 실시 예에 따라 전처리 필터를 이용하는 MIMO 수신기의 동작 과정을 도시하는 도면이다.

[89] 전처리 필터를 이용하는 MIMO 수신기는 도 6 에서 설명한 바와 같이, 채널 간의 상관관계가 상대적으로 큰 복수의 RE 들을 하나의 RE 그룹(N 의 크기를 갖는)으로 설정한다. 이하에서, RE 그룹 내의 l 번째 RE 의 수신 신호로부터 수신 신호 검출기(예를 들어, MMSE 필터)를 이용하여 검출된 신호 $\hat{s}_l$ 를 '검출 신호'라 정의한다. 도 7 에서 설명한 MIMO 수신기의 경우, 수신 신호로부터 검출 신호를 검출하는 과정에서 레이어 수가 큰 경우 도 1 과 같은 복잡도 문제가 발생한다. 이러한 복잡도를 줄이기 위하여, 제안하는 MIMO 수신기는 MMSE 필터를 직접 계산하여 RE 그룹 내의 RE 들의 검출 신호를 검출하는 대신, 수치해석 알고리즘(예를 들어, CG(Conjugate Gradient) 알고리즘)을 이용한다.

[90] 이하에서, V_1 은 RE 그룹 내의 1 번째 RE 의 MIMO 채널을 바탕으로 생성된 '전처리 필터(또는, 가속 필터)'를 의미한다. 상술한 수치해석 알고리즘은 반복 계산 과정을 통해 해를 찾으며, 각 반복 시마다 계산되는 해가 정확한 답에 가까

워진다. 이러한 반복 계산 과정에서 전처리 필터 V_1 를 활용하는 경우, MIMO 수신기는 적은 반복 수(즉, 빠른 속도로)만으로도 원하는 해를 찾을 수 있다.

[91] 그러나, 상술한 바와 같이 원하는 해를 찾기 위한 속도를 충분히 빠르게 하기 위한 전처리 필터를 생성하는 것 또한 높은 복잡도를 요구한다. 따라서, RE 그룹 내에서 모든 RE 들에 대해 각각 전처리 필터를 구하는 계산 복잡도를 낮추기 위해, 특정 RE(예를 들어, 상술한 1 번째 RE)에서 전처리 필터를 생성하고 RE 그룹 내의 다른 RE 들이 이를 공유하여 사용할 수 있다. 즉, RE 그룹 내의 RE 들이 검출 신호를 검출하는 과정에서 수치해석 알고리즘은 동일한 전처리 필터를 활용한다. 상술한 특정 RE(또는, 1 번째 RE)를 '기준 RE'로 정의할 수 있으며, 이는 단순히 전처리 필터를 계산하는 기준이 되는 RE 를 의미하고 RE 그룹 내에서 RE 의 순서나 인덱스와는 관계가 없다.

[92] 따라서, 그룹 내의 RE 간의 채널 상관관계가 큰 경우, 제안하는 MIMO 수신기는 하나의 RE 로부터 생성한 전처리 필터(810)를 RE 그룹 내의 모든 RE 에서 공유하며, 수치해석 알고리즘은 전처리 필터를 이용하여 검출 신호 생성한다(820, 830, 840). 이에 따라, 종래의 MIMO 수신기보다 적은 복잡도만으로도 동일한 성능을 구현할 수 있다. RE 그룹 내에서 1 번째 RE 와 다른 RE 간의 채널 상관관계가 클수록 이러한 반복 속도 단축 효과는 크게 나타난다.

[93] 도 9 과 도 10 은 전처리 필터를 활용하는 MIMO 수신기가 검출 신호를 검출하는 과정을 개념적으로 도시한 도면이다. 도 9 는 수신 신호 검출기(또는, 수신 필터)를 공유하는 방식에 따라 동작하는 MIMO 수신기의 검출 신호 검출 과정을, 도 10 은 상술한 전처리 필터를 공유하는 방식에 따라 동작하는 MIMO 수신기의 검출 신호 검출 과정을 도시한다. 도 9 와 도 10 에서 화살표는 수치해석 알고리즘이 계산을 반복하는 각각의 과정을 의미한다.

[94] 먼저, 도 9 에서 원들의 중심(920)은 MIMO 수신기가 원하는 해, 즉 정확한 검출 신호를 의미한다. 검출 신호가 정확한 해로부터 다소 차이가 있는 경우(910), 수치해석 알고리즘은 여러 번의 반복 과정을 거쳐야 정확한 답(920)에 도달할 수 있다. 반면, 검출 신호가 정확한 해에 상대적으로 가까운 경우(930, 940) 적은 횟수의 반복만으로도 정확한 답(920)을 찾아낼 수 있다(950). 따라서, 수신 필터 공유 방식에 따라 동작하는 MIMO 수신기는 수신 필터를 공유함으로써 검출 신호의 초기 값이 정확한 답과 가깝게 되는(즉, 적은 오차를 갖는) 방향으로 동작한다.

[95] 반면에, 도 10 에서 전처리 필터를 공유하는 방식에 따라 동작하는 MIMO 수신기는 검출 신호의 초기 값을 원하는 답(즉, 원의 중심(1020))과 가깝게 계산하는 것 보다는 반복 회수를 줄이는 방향으로 동작한다. 즉, 제안하는 방식에 따른 MIMO 수신기는 수치해석 알고리즘의 원하는 답(1020)과 상대적으로 큰 차이를 갖는 초기 값이 계산된다 하더라도(1010), 도 9 에 비해서 상대적으로 적은 회수의 반복(1030)만으로 원하는 답을 찾아낼 수 있다. 다시 말해서, 도 10 에서의 MIMO 수신기는 수치해석 알고리즘의 반복 계산에 따른 수렴 속도를 급격하게 증가시켜 복잡도를 낮추는 방향으로 동작한다.

[96] 이하에서는, 이러한 MIMO 수신기가 전처리 필터 V_1 을 생성하는 구체적인 실시 예에 대해 설명한다.

[97] 첫 번째 실시 예에 의하면, 전처리 필터는 야코비(Jacobi) 방식, 가우스-시델(Gauss-Siedel) 방식, SQR 프리컨디셔닝(SQR preconditioning) 방식, 불완전 콜레스키 인수분해(incomplete Cholesky factorization) 방식 등 다양한 알고리즘에 의해 생성될 수 있다.

[98] 먼저, 기준 RE(1 번째 RE)의 MIMO 채널을 바탕으로 임의의 행렬 A_1 은 아래의 수학식 4 와 같이 정의될 수 있다.

[99] 【수학식 4】

$$A_1 = G_1^{\dagger} G_1 + R$$

[100] 수학식 4 에서, 행렬 A_1 은 양정치행렬(positive definite matrix)이고 대칭성을 가지므로, 아래의 수학식 5 와 같이 분해할 수 있다.

[101] 【수학식 5】

$$A_1 = L_1 + D_1 + L_1^H$$

[102] 수학식 5 에서 L_1 은 하삼각행렬(lower triangular matrix)이고, D_1 은 대각 행렬(diagonal matrix)이다. 수학식 5 에서, 상술한 여러 가지 방식 중 3 가지 방식에 따른 전처리 필터 V_1 를 정의할 수 있다.

[103] 야코비 방식: $V_1 = D_1^{-1}$

[104] 가우스-시델 방식: $V_1 = (L_1 + D_1)^{-1}$

[105] SQR 프리컨디셔닝 방식: $\mathbf{V}_1 = w(\mathbf{L}_1 + w\mathbf{D}_1)^{-1}$ (w 은 임의의 상수)

[106] 상술한 방식들 중에서, 가우스-시델 방식과 SQR 프리컨디셔닝 방식은 실

제 역행렬을 계산하여 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 을 명확하게 표현할 수 있다. 그러나, 역행

렬을 구하는 계산 복잡도를 줄이고자 하는 경우 $\mathbf{V}_1$ 을 정확히 계산하는 대신 아

5 래의 수학식 6 에 따른 역대입(back substitution) 과정을 통해 $\mathbf{V}_1$ 을 계산해낼 수 도 있다.

[107] 【수학식 6】

$$\mathbf{x} = \mathbf{V}^{-1}\mathbf{y} \rightarrow \mathbf{V}\mathbf{x} = \mathbf{y}$$

[108] 수학식 6 에서 $\mathbf{V}$ 가 하삼각행렬이면 수학식 6 의 해인 $\mathbf{x}$ 는 수학식 6 의
10 오른쪽 식으로부터 순차적으로 계산될 수 있다.

[109] 상술한 세 가지 방식에 더하여, 불완전 콜레스키 인수분해 방식이 적용되

는 경우 수학식 5 의 $\mathbf{A}_1$ 은 아래의 수학식 7 과 같이 불완전 콜레스키 팩터 $\hat{\mathbf{L}}_1$ 로
분해될 수 있다. $\hat{\mathbf{L}}_1$ 은 하삼각행렬이다.

[110] 【수학식 7】

$$\mathbf{A}_1 \approx \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{L}}_1^H$$

[111] 불완전 콜레스키 인수분해 방식은 완전 콜레스키 인수분해(complete

Cholesky factorization) 방식에 비해 적은 복잡도로 $\mathbf{A}_1$ 을 분해할 수 있지만, 근
사화된 하삼각행렬이 정의된다. 불완전 콜레스키 인수분해 방식의 경우, 전처리

필터 $\mathbf{V}_1$ 은 아래의 수학식 8 과 같이 정의된다.

20 [112] 【수학식 8】

$$\mathbf{V}_1 = (\hat{\mathbf{L}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}$$

[113] 수학식 8 에 따른 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 또한, 직접 역행렬을 계산하여 정확히
표현될 수도 있고, 역대입 과정에 따라 계산 및 표현될 수도 있다.

[114] 본 발명의 실시 예에 따른 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 은 상술한 네 가지 방식 이외에도 다양한 방식에 따라 계산되고 정의될 수 있다. 예를 들어, 'Iterative Methods for Sparse Linear Systems'와 같은 문헌에 소개된 여러 가지 방식과 알고리즘들이 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 계산하는 과정에 활용될 수 있다.

5 [115] 전처리 필터를 생성하는 두 번째 실시 예로, 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 은 RE의 MIMO 채널의 특성을 이용하여 생성될 수 있다. 상술한 첫 번째 실시 예에 따라 $\mathbf{A}_1$ 을 계산하기 위해서는 행렬 $\times$ 행렬의 연산($\mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1$) 과정이 요구된다. 이러한 연산 과정의 계산 복잡도를 개선하기 위해, 두 번째 실시 예에서는 RE의 MIMO 채널을 활용하여 적은 복잡도로 $\mathbf{A}_1$ 을 계산한다.

10 [116] 구체적으로 설명하면, 기준 RE에서 $\mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1$ 은 아래 수학식 9의 대각 행렬 $\mathbf{Z}_1$ 으로 근사화될 수 있다.

[117] 【수학식 9】

$$\mathbf{Z}_1 \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{g}_2^H \mathbf{g}_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{g}_{N_s}^H \mathbf{g}_{N_s} \end{bmatrix} \approx \mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1$$

$$\mathbf{G}_1 = [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2 \ \dots \ \mathbf{g}_{N_s}]$$

15 [118] 수학식 9의 근사화 과정은 스트림의 수(N_s)가 많아지고 채널 요소 간의 상관관계가 작을수록 정확해진다. 이러한 근사화 과정은 매시브 MIMO 환경에서의 채널 특징에 따라 비대각행렬 성분(off-diagonal term)들을 0으로 근사화할 수 있다는 점에 기인한다. 상술한 근사화 과정에 따라, 행렬 $\mathbf{A}_1$ 은 수학식 10의 대각 행렬로 정의될 수 있다.

[119] 【수학식 10】

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{R}$$

[120] 이어서, 수학식 10 의 $\mathbf{A}_1$ 은 대각 성분만으로 표현될 수 있기 때문에, 수학식 10 의 $\mathbf{A}_1$ 에 대하여 첫 번째 실시 예에서 설명한 야코비 방식을 적용하여 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 가 계산될 수 있다. 두 번째 실시 예의 경우, 근사화 과정에서의 오차가 큰 경우 수치해석 알고리즘의 반복 회수가 줄어드는 양은 크지 않을 수 있다. 즉, 원하는 답에 수렴하는 속도가 크게 증가하지 않을 수 있다.

[121] 이어서, 전처리 필터를 생성하는 세 번째 실시 예를 도 11 과 함께 설명한다. 도 11 은 본 발명과 관련하여 MIMO 수신기가 전처리 필터를 생성하는 일 예를 도시하는 도면이다.

[122] 세 번째 실시 예에서는, 첫 번째 실시 예에서의 $\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1^\dagger$ 과의 오차가 작은 $\mathbf{Z}_1$ 을 찾아, 두 번째 실시 예에서 제안한 방법을 활용한다. 예를 들어, MIMO 채널 행렬 $\mathbf{G}_1$ 이 도 11 에 도시된 1110, 1120, 1130 에 그려진 형태의 행렬 $\tilde{\mathbf{G}}_1$ 로 근사화되는 경우, $\mathbf{A}_1$ 을 계산하기 위한 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 도 11 에서 검은색 성분은 0 이 아닌 값을, 하얀색 성분은 0 값을 각각 나타낸다. 즉, 채널 행렬의 각각의 성분의 크기를 소정의 임계값과 비교하여, 임계값 보다 작은 성분의 채널 크기는 0 으로 근사화한다. 이때, 근사화된 $\tilde{\mathbf{G}}_1$ 의 랭크가 $\mathbf{G}_1$ 과 같아야 한다.

[123] 이상에서는 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 계산하는 세 가지 실시 예에 대해 설명하였으며, 이하에서는 전처리 필터를 활용하여 검출 신호를 검출하는 수치해석 알고리즘에 대해 설명한다.

[124] 수치해석 알고리즘은 RE 그룹 전체에 대하여 검출 신호를 검출하고 생성하기 위한 MMSE, ZF(Zero Forcing), IRC(Interference Rejection Combining), BLAST 알고리즘 등의 역행렬 연산을 대체한다. 제안하는 수치해석 알고리즘은 TR 36.866 for NAIC v1.1.0 에 기술된 모든 MIMO 수신기에 적용될 수 있다. 이러한 수치해석 알고리즘은 상술한 역행렬 연산만을 대체하는 알고리즘이므로, 종래의 MIMO 수신기 보다 복잡도가 개선되면서도 동일하거나 유사한 수준의 검출 성능을 나타낸다.

[125] 수치해석 알고리즘으로 CG(conjugate gradient), Newton method, steepest descent method 등의 알고리즘이 활용될 수 있다. 수치해석 알고리즘은

상술한 전처리 필터 V_1 를 이용하여 적은 반복 횟수로(즉, 빠른 속도로) 해를 산출하며, 전처리 필터를 생성한 기준 RE 와 다른 RE 간의 상관관계가 클수록 반복
5 횟수의 감소 효과는 크게 나타난다.

[126] 도 8 과 CG 알고리즘을 예로 들어 수치해석 알고리즘을 구체적으로 설명한다. CG 알고리즘은 기결정된 정확도를 도출할 때까지 반복적으로 연산하는 알고리즘이며, 컨버징 알고리즘(converging algorithm)으로서 알고리즘의 반복에 따라 오차가 줄어드는 방향으로 결과가 도출된다.

10 [127] 먼저, MIMO 수신기는 상관관계가 일정 이상인 복수의 RE 들을 묶어 도 6 과 같은 하나의 RE 그룹을 형성한다. RE 그룹에 포함된 어느 하나의 RE 가 기준 RE(첫 번째 RE)가 되며, MIMO 수신기는 기준 RE 의 MIMO 채널을 이용하여 전처리 필터를 생성한다. 기준 RE 는 RE 그룹에서 시간축/주파수축 상 가장 중심에 가까운 RE 가 될 수 있으나, 이러한 예에 한정되는 것은 아니다.

15 [128] MIMO 수신기는 기준 RE 의 전처리 필터 V_1 에 기초하여, RE 그룹 내의 다른 RE 들에 대하여 수치해석 알고리즘(CG 알고리즘)을 이용하여 검출 신호 $\hat{s}_i$ 를 생성한다. CG 알고리즘은 아래의 수학식 11 과 같은 형태로 구현될 수 있다.

[129] 【수학식 11】

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}^{(0)} &= \mathbf{I}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{t} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)} \\ \mathbf{b} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l \\ \mathbf{g}^{(0)} &= \mathbf{b} - \mathbf{t} \\ \mathbf{d}^{(0)} &= \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)} \\ \text{while } \|\mathbf{g}^{(i)}\| > \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\| \text{ do} \\ &\quad t = \left(\mathbf{g}^{(i)} \right)^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)} \\ &\quad \mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{R} \mathbf{d}^{(i)} \\ &\quad \alpha^{(i)} = \frac{t}{\left(\mathbf{d}^{(i)} \right)^\dagger \mathbf{t}} \\ &\quad \hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)} \\ &\quad \mathbf{g}^{(i+1)} = \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t} \\ &\quad \beta^{(i+1)} = \frac{\left(\mathbf{g}^{(i+1)} \right)^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{t} \\ &\quad \mathbf{d}^{(i+1)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)} \\ \text{end while} \\ \hat{\mathbf{s}}_l &= \hat{\mathbf{s}}^{(end)} \end{aligned}$$

[130] 수학식 11 에서 $\hat{\mathbf{s}}^{(i)}$ 는 수치해석 알고리즘의 i 번째 반복에서 추정된 전송 신호이다. 0 번째 반복의 전송 신호, 즉 초기값 $\hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ 은 모든 엔트리(entry)가 1 로 구성된 벡터로 설정된다. $\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$, $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$, $\mathbf{b}^{(i)}$ 은 해를 구하기 위한 임시 벡터를 나타내며, f_1, f_2 은 상기 임시 벡터들의 관계를 결정하는 함수이다. $\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$ 벡터는 그라디언트 벡터(gradient vector)이며, 반복 수행 알고리즘이 정확한 답으로 진행하는 가장 빠른 방향을 나타낸다. 이때, 갱신된 $\mathbf{g}^{(i)}$ 벡터와 초기에 생성된 $\mathbf{g}^{(0)}$ 벡터와의 차이가 특정 임계값 미만인 경우, 알고리즘의 반복이 멈추게 된다. 즉, 상

기 $\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$ 벡터의 크기를 통해, 직접 MMSE 필터를 산출해 구한 결과와 2 차 신호와의 오차 크기를 간접적으로 알 수 있다. 만약, $\mathbf{g}^{(i)}$ 값이 0 인 경우, 2 차 신호와 MMSE 필터를 이용하여 구한 결과와의 차이는 0 이 된다.

[131] 수학적 식 11 에서 δ 는 상기 알고리즘의 종료 시점을 결정하며, 알고리즘이 목표하는 정확도를 의미할 수 있다. δ 는 시스템에 의해 자동적으로 결정되거나 사용자의 입력에 따라 결정될 수 있다. δ 가 작을 수록 알고리즘의 반복이 많이 수행되는 반면 결과의 정확도가 높고, δ 가 클 수록 알고리즘의 반복이 적게 수행되지만 결과의 정확도는 떨어진다. 즉, δ 의 크기에 따라 CG 알고리즘을 이용하여 구한 해와 MMSE 필터를 이용하여 구한 해와의 허용 오차가 결정된다.

10 MIMO 수신기는 δ 를 조절함으로써 복잡도와 성능 간의 트레이드 오프(trade-off)를 제공할 수 있다. 한편, CG 알고리즘은 반복수가 정방행렬의 크기와 같아지는 경우, CG 알고리즘을 통해 얻은 해와 MMSE 필터를 이용하여 구한 해와 동일하게 된다.

[132] 일 실시 예에 의하면, MIMO 수신기는 수치해석 알고리즘의 반복 횟수를 제한함으로써 검출 신호를 검출하는 데에 소요되는 최대 시간을 제한할 수 있다. MIMO 수신기가 특정 RE 의 신호를 검출하는 데에 필요한 시간이 다른 RE 보다 상대적으로 긴 경우, 전체 시스템의 총 처리 시간에 영향을 주게 된다. 이러한 상황을 방지하기 위하여, 검출 신호를 검출하는 시간을 특정범위 안으로 제한할 수 있다.

20 [133] 검출 시간은 수치해석 알고리즘의 반복 횟수를 제한함으로써 함께 제한될 수 있다. 즉, 수치해석 알고리즘의 각 반복 수행에 소요되는 시간은 일정하므로, 반복 횟수를 제한함으로써 MIMO 수신기는 반복 시간을 조절할 수 있다. 한편, 반복 횟수를 제한하는 것은 CG 알고리즘을 통해 구한 해와 MMSE 필터를 이용하여 구한 해와의 오차가 커질 수 있어, 성능 열화 처리 시간 간의 트레이드 오프로 작용할 수 있다.

[134] 도 12 는 전처리 필터가 적용되는 또 다른 실시 예의 MIMO 수신기 동작 과정을 도시하는 도면이다. 도 12 에서는 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 생성하는 또 다른 실시 예를 설명한다.

[135] 도 12 에서, 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 은 RE 그룹 내의 전체 RE 의 채널을 이용하여 계산된다. 예를 들어, $\mathbf{V}_1$ 은 아래의 수학적 식 12 에서 계산되는 $\mathbf{G}_A$ 를 바탕으로 생성될 수 있다.

[136] 【수학적 식 12】

$$\mathbf{G}_A = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N w_l \mathbf{G}_l$$

5

[137] 수학적 식 12 에서 N 은 RE 그룹 내의 RE 의 개수를 의미하며, w_l 은 각 채널 행렬에 대한 가중치를 의미하고, $w_l = 1$ 인 경우 $\mathbf{G}_A$ 는 전체 채널행렬의 평균으로 정의된다. MIMO 수신기는 수학적 식 12 에서 계산된 채널행렬 $\mathbf{G}_A$ 에 기초하여 RE 그룹 전체에 공유될 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 계산한다(1210). 이어서, MIMO 수신기는

10 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 이용하여 각 RE 들에 대한 검출 신호를 검출한다 (1220, 1230, 1240).

[138] 이상의 도 8 내지 도 12 에서는 MIMO 수신기가 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 생성하는 실시 예와 $\mathbf{V}_1$ 를 이용하여 검출 신호를 생성하는 실시 예에 대해 설명하였다. 이하의 도 13 내지 도 15 에서는 전처리 필터를 RE 그룹 내에서 공유하는 실시 예에 더하여, RE 그룹 내에서 수신 필터가 공유되는 실시 예를 설명한다.

15

[139] 도 13 은 전처리 필터가 적용되는 또 다른 실시 예에 따른 MIMO 수신기의 동작 과정을 도시하는 도면이다. 도 13 에서는 도 8 과 달리, MIMO 수신기가 RE 그룹 내의 기준 RE 의 채널 $\mathbf{G}_1$ 을 바탕으로 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 와 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 를 생성한다(1310). $\mathbf{V}_1$ 과 $\mathbf{B}_1$ 은 RE 그룹 내의 모든 RE 에 공유되며, MIMO

20

수신기는 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 를 이용하여 수신 신호로부터 1 차 신호를 검출한다(1320, 1330). 이어서, MIMO 수신기는 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 와 각 RE 의 고유 채널에 기반한

수치해석 알고리즘을 활용하여 1 차 신호를 보상하는 과정을 거쳐 2 차 신호를 검출한다(1340, 1350, 1360).

[140] 상술한 과정을 아래의 수학식 13 을 참조하여 구체적으로 설명한다.

[141] 【수학식 13】

$$\begin{aligned}
 \mathbf{b} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l \\
 \hat{\mathbf{s}}^{(0)} &= \mathbf{B}_1 \mathbf{b} \\
 \mathbf{t} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)} \\
 \mathbf{g}^{(0)} &= \mathbf{b} - \mathbf{t} \\
 \mathbf{d}^{(0)} &= \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)} \\
 \text{while } \|\mathbf{g}^{(i)}\| &> \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\| \text{ do} \\
 t &= (\mathbf{g}^{(i)})^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)} \\
 \mathbf{t} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{R} \mathbf{d}^{(i)} \\
 \alpha^{(i)} &= \frac{t}{(\mathbf{d}^{(i)})^\dagger \mathbf{t}} \\
 \hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} &= \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)} \\
 \mathbf{g}^{(i+1)} &= \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t} \\
 \beta^{(i+1)} &= \frac{(\mathbf{g}^{(i+1)})^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{t} \\
 \mathbf{d}^{(i+1)} &= \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)} \\
 \text{end while} \\
 \hat{\mathbf{s}}_l &= \hat{\mathbf{s}}^{(end)}
 \end{aligned}$$

5

[142] 수학식 13 에서, $\hat{\mathbf{s}}_l^{(0)}$ 는 기준 RE 의 채널을 바탕으로 생성된 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 를 이용하여 l 번째 RE 의 수신 신호로부터 검출된 1 차 신호를 나타낸다. 수학식 13 의 수치해석 알고리즘은 기준 RE 로부터 생성된 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 을 이용하여 1 차 신호를 보상하여 2 차 신호 $\hat{\mathbf{s}}_l$ 를 생성한다. 기준 RE 와 RE 그룹 내의 다른

RE 간의 상관관계가 크다면, 공용 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 를 이용하여 검출된 1 차 신호는 MMSE 필터를 직접 이용하여 구한 해와 유사하며, 수치해석 알고리즘이 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 이용하여 1 차 신호를 보상하여 2 차 신호를 검출하는 과정은 더 빠르게 수행된다. 반대로, 상관관계가 작다면, 1 차 신호는 MMSE 필터를 직접 이용하여 구한 해와 오차가 크며, 2 차 신호를 검출하는 과정 또한 전처리 필터를 사용하지 않은 경우와 큰 차이가 없게 된다.

[143] 한편, 이하에서는 도 13 의 실시 예에서 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 구하는 실시 예에 대해 설명한다. 도 13 에서는 도 8 과 달리 RE 그룹 내에서 공유되는 공용 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 가 계산되기 때문에, 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 계산하는 과정이 도 8 과는 달라질 수 있다.

[144] 먼저, 기준 RE 의 채널을 바탕으로 임의의 행렬 $\mathbf{A}_1$ 를 수학식 14 와 같이 정의한다.

[145] 【수학식 14】

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{G}_1^H \mathbf{G}_1 + \mathbf{R}$$

[146] 수학식 14 에서 $\mathbf{A}_1$ 은 공용 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 과 역행렬 관계($\mathbf{B}_1 = \mathbf{A}_1^{-1}$)에 있다. MIMO 수신기는 $\mathbf{A}_1$ 행렬을 바탕으로 아래의 세 가지 실시 예에 따라 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 정의할 수 있다.

[147] 첫째로, 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 는 공용 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 의 역행렬이 될 수 있다. 즉, 공용 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 가 곧 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 가 될 수 있다. 본 실시 예는 수학식 15 와 같이 표현되며, MIMO 수신기는 공용 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 이 계산되면 이를 그대로 전처리 필터로써 사용한다. 공용 수신 필터와 전처리 필터가 동일하므로 MIMO 수신기는 추가적으로 $\mathbf{V}_1$ 를 계산할 필요가 없으며, $\mathbf{V}_1$ 을 계산하고 저장하는 데에 요구되는 메모리가 필요 없게 된다.

[148] 【수학식 15】

$$\mathbf{V}_1 = \mathbf{A}_1^{-1} = \mathbf{B}_1$$

[149] 둘째로, MIMO 수신기는 완전 콜레스키 인수분해(complete Cholesky factorization) 방식에 따라 $\mathbf{A}_1$ 을 분해하여 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 를 계산할 수 있다. 이러한 과정은 아래의 순서에 따라 세 단계를 거쳐 수행된다.

5 [150] i) $\mathbf{A}_1 = \mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H$ ($\mathbf{L}_1$ 은 하삼각행렬)

[151] ii) $\mathbf{B}_1 = (\mathbf{L}_1^H)^{-1} \mathbf{L}_1^{-1}$

[152] iii) $\mathbf{V}_1 = (\hat{\mathbf{L}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}$, $\hat{\mathbf{L}}_1 \approx \mathbf{L}_1$

[153] 역대입 연산 과정이 이용되면, ii) 과정에서 하삼각행렬 $\mathbf{L}_1$ 의 역행렬을 구하는 과정은 생략될 수 있다. 즉, 두 번째 방식에서는 $\mathbf{B}_1, \mathbf{V}_1$ 을 적용함에 있어서
10 역대입 연산 과정을 활용하여 복잡도를 경감시킬 수 있으며, 이러한 경우 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 및 공용 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 를 만드는 전체 과정 중 주요 복잡도는 i) 과정에서 발생한다.

[154] 한편, iii) 과정은 $\hat{\mathbf{L}}_1 \approx \mathbf{L}_1$ 과정의 근사화를 통해 듬성듬성(sparse)한 전처리 필터(행렬 대부분의 원소가 0인 행렬)를 생성하는 과정이다. 이러한 과정은,
15 전처리 필터가 sparse 필터인 경우, 수치해석 알고리즘의 반복마다 발생하는 계산 복잡도가 크게 줄어들기 때문이다.

[155] 마지막 세 번째 방법으로, 불완전 콜레스키 인수분해(incomplete Cholesky factorization) 방식에 따라 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 가 계산될 수 있다. 이러한 과정은 아래의 순서에 따라 세 단계를 거쳐 수행된다.

20 [156] i) $\mathbf{A}_1 \approx \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{L}}_1^H$ ($\hat{\mathbf{L}}_1$ 은 하삼각행렬)

[157] ii) $\mathbf{B}_1 = (\hat{\mathbf{L}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}$

[158] iii) $\mathbf{V}_1 = (\hat{\mathbf{L}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}$

[159] 두 번째 실시 예에서 전처리 필터 V_1 및 공용 수신 필터 B_1 를 만드는 과정의 주요 복잡도는 i) 과정에서 발생한다. 따라서, 세 번째 실시 예에서는 i) 과정에서 완전 콜레스키 인수분해를 이용하는 대신 불완전 콜레스키 인수분해를 이용하여 $\hat{L}_1$ 를 계산한다.

5 [160] $\hat{L}_1$ 를 바탕으로 전처리 필터 V_1 및 공용 수신 필터 B_1 를 계산하는 경우, 두 번째 실시 예에서와는 달리 기준 RE에 대해서도 보상 과정을 거쳐 2차 신호를 계산해야 한다. 이는, B_1 자체가 근사화된 역행렬이기 때문에, 기준 RE에 대해서도 오차가 발생할 수 있기 때문이다. 결과적으로, 상술한 세 가지 실시 예 중 세 번째 실시 예는 공용 수신 필터와 전처리 필터 생성에 가장 작은 복잡도가 요구되지만, 보상 과정에서 각 반복 횟수는 가장 많이 소요될 수 있다.

[161] 상술한 실시 예들은 단순한 예시에 불과하며, 이러한 방법들 이외에도 다양한 방법에 따라 전처리 필터와 공용 수신 필터가 정의될 수 있다.

10 [162] 한편, 도 13과 관련하여 이상에서 설명한 실시 예와는 달리, RE 간의 채널 상관관계에 따라 전처리 필터와 RE의 고유 채널을 이용한 보상 과정(1340, 1350)은 생략될 수도 있다. 즉, 기준 RE와 다른 RE 간의 상관관계가 충분히 크다면, 공용 수신 필터 B_1 을 이용하여 검출된 1차 신호의 오차가 상대적으로 작다. 이와 같이 RE의 1차 신호의 오차가 최종 결과의 성능에 미치는 영향이 작다고 예상되는 경우, 1차 신호에 대한 보상 과정이 생략되고 1차 신호는 곧바로 디코더(1370)로 입력된다. 즉, 보상 과정에 요구되는 계산 복잡도와 메모리 요구량이 감소할 수 있다.

20 [163] 도 14는 전처리 필터를 활용하는 또 다른 방식의 MIMO 수신기 동작 과정을 도시하는 도면이다. 도 14에서는 공용 수신 필터 B_1 를 활용한다는 측면에서는 도 13과 유사하다. 그러나, 도 14의 실시 예에서는 기준 RE의 채널을 바탕으로 전처리 필터 V_1 를 계산하는 것이 아니라, RE 그룹 내의 각 RE들의 고유 채널을 이용하여 각각의 RE에 대해 전처리 필터를 계산한다. 1차 신호의 보

상 과정은 V_1 이 아닌 각각의 RE 의 고유 채널을 기반으로 생성된 전처리 필터를 이용하여 수행된다.

[164] 구체적으로 설명하면, MIMO 수신기는 기준 RE 의 채널을 바탕으로 공용 수신 필터 B_1 를 계산한다(1410). B_1 은 RE 그룹 내의 RE 들에 공유되어 1 차 신호를 생성하는 데에 활용된다(1430). 한편, 1 차 신호에 대한 보상 과정에 앞서 MIMO 수신기는 각각의 RE 들의 고유 채널을 바탕으로 전처리 필터를 생성한다(1440, 1460). 즉, 2 번째 RE 에 대해서는 G_2 를 바탕으로 V_2 를 계산하며(1440), N 번째 RE 에 대해서는 G_N 을 바탕으로 V_N 를 계산한다(1460).

[165] 각각의 RE 에 대해 고유의 전처리 필터를 생성하는 과정은 앞서 도 8 내지 도 13 에서 설명한 실시 예들이 적용될 수 있다. 이어서, MIMO 수신기는 각각의 RE 에 대해 생성된 고유의 전처리 필터를 이용하여 수치해석 알고리즘에 기반한 보상 과정을 수행한다(1450, 1470). 보상 과정을 거쳐 생성된 2 차 신호(1480)는 디코더(1490)로 입력되어 처리된다.

[166] 도 14 의 실시 예에 의하면, 각각의 RE 마다 전처리 필터가 생성되기 때문에 추가적인 복잡도가 요구된다. 그러나, RE 간의 채널 상관관계가 낮은 경우, 도 8 내지 도 13 의 방식에 따라 전처리 필터를 공유하는 실시 예는 보상 과정의 반복 횟수가 증가하게 된다. 이에 따라, 도 14 의 고유의 전처리 필터를 활용하는 실시 예가 전체 복잡도와 계산 과정에 소요되는 시간을 줄이는 데에 더욱 효과적이다.

[167] 나아가, 역대입 연산 과정을 가정하는 야코비, 가우스-시텔, SQR 프리컨디셔닝 방식에 따라 전처리 필터를 생성하는 경우 전처리 필터를 계산하는 과정에서 발생하는 복잡도 증가를 최소화할 수 있어, MIMO 수신기에게 큰 부담이 되지 않는다. 한편, 사이즈 N 인 하삼각 역행렬을 역대입 과정으로 처리하는 경우, 복잡도는 N^2 보다 작다.

[168] 도 15 는 종래 기술과 전처리 필터를 적용하는 경우의 계산 복잡도를 비교하는 그래프이다.

[169] 도 15 에서 그래프에 사각형이 표시된 곡선은 RE 그룹 내의 전체 RE 에 대해 각각 MMSE 필터를 이용하여 신호를 검출하는 경우의 계산 복잡도를 도시한다. 별이 표시된 곡선은 RE 그룹 내에서 전처리 필터 V_1 가 공유되는 경우를,

삼각형이 표시된 곡선은 RE 그룹 내에서 V_1 는 공유되지 않지만 공용 수신 필터 B_1 가 공유되어 보상 과정이 수행되는 경우를 각각 도시한다. 도 15에서 시각적으로 확인할 수 있듯이, 이상에서 제안한 MIMO 수신기는 수신 스트림의 수가 많을수록 더 많은 복잡도 이득을 가진다.

5 [170] 이상에서 설명한 실시 예들에 따르면, RE 그룹 내에서 모든 RE들의 상관관계가 1인 경우, 각 RE들의 수신 필터 B_l 은 기준 RE의 수신 필터 B_1 와 동일해진다. 따라서, B_1 만을 사용하더라도 1차 신호는 성능 저하 없이 디코더로 입력될 수 있다. 이에 따라, RE 그룹 내에서 하나의 수신 필터만을 구하면 되어, 전체 계산 복잡도는 $1/N$ (N 은 RE 그룹 내의 RE 개수)로 줄어든다.

10 [171] RE 그룹 내의 RE 간의 상관관계가 1보다 작은 경우, 공용 수신 필터 B_1 를 이용하여 계산된 1차 신호의 오차는 전처리 필터 V_1 를 이용하여 보상된다. RE 간의 상관관계가 클수록 전처리 필터를 이용한 수치해석 알고리즘의 보상 과정은 빠르게 수행된다(즉, 반복 횟수가 줄어든다). 이때, 전처리 필터를 적용하는 보상 과정은, 적용하지 않는 경우보다 계산 복잡도는 증가할 수 있지만 반복 횟수
15 가 그보다 더 큰 폭으로 줄어든다. 결과적으로, 제안된 MIMO 수신기는 RE 간의 상관관계를 최대한 이용하여 성능 저하를 최소화하면서도 복잡도를 감소시킬 수 있다.

[172] 계산 복잡도를 더 줄이고자 하는 경우, MIMO 수신기는 전처리 필터를 활용한 보상 과정에서 오차로 인한 성능 열화를 감수하는 대신 계산 복잡도를 줄일
20 수도 있어, 계산 복잡도와 성능 사이의 트레이드 오프를 제공할 수 있다.

[173] 또한, 제안된 기법에 따르면 기준 RE를 제외한 RE들에 대해서는 역행렬을 직접 계산하지 않아, 모든 연산이 행렬 X 벡터 연산으로 이루어진다. 역행렬 연산은 분산 처리가 쉽지 않은 반면, 행렬 X 벡터 연산은 병렬화가 쉬워 분산처리 기법이 용이하게 적용될 수 있다. 이에 따라, 전체 처리 시간을 급격하게 줄일 수
25 있다.

[174] 3. 제안하는 MIMO 수신기의 동작 방법

[175] 이상에서는 MIMO 수신기가 전처리 필터를 적용하여 수신 신호를 처리하는 동작 과정에 대해 기술하였다. 이하에서는 MIMO 수신기가 RE 그룹에 대한 공분산 행렬을 이용하여 수신 신호를 처리하는 과정에 대해 설명한다.

5 [176] 제안하는 실시 예에서, MIMO 수신기는 RE 그룹에 포함된 RE 들의 채널 정보에 기초하여 공분산 행렬을 생성한다. RE 그룹에 포함된 RE 중 기준 RE 를 제외한 RE 들 각각에 대하여 공분산 행렬이 생성되어, 각각의 RE 들은 고유한 공분산 행렬을 갖는다.

[177] 구체적으로, RE 그룹에 대한 공분산 행렬은 아래의 수학적 식 16 과 같이 정의되며, 수학적 식 16 에서 l 은 RE 그룹 내의 l 번째 RE 를 의미한다.

10 [178] 【수학적 식 16】

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}$$

[179] 수학적 식 16 에서 $\mathbf{G}_l$ 은 l 번째 RE 에서 추정된 채널을 의미하며, $\mathbf{R}$ 은 공분산 행렬에서 간섭에 대한 성분을 의미한다. 이하에서는, MIMO 수신기가 상술한 수학적 식 16 에 따른 공분산 행렬을 이용하여 수신 신호로부터 검출 신호를 생성하는 과정을 설명한다.

15

[180] 도 8 및 수학적 식 11 에서는 MIMO 수신기가 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 와 수치해석 알고리즘(CG 알고리즘)을 이용하여 수신 신호를 보상함으로써, RE 그룹 내의 각 RE 에 대한 검출 신호를 생성하는 과정을 설명한 바 있다. 또한, 도 13 및 수학적

13 에서는 MIMO 수신기가 전처리 필터 $\mathbf{V}_1$ 와 수신 필터 $\mathbf{B}_1$ 에 수치해석 알고리즘을 적용하여 검출 신호를 생성하는 과정을 설명한 바 있다. 수학적 식 11 및 수학적 식 13 은 아래의 수학적 식 17 과 같이 표현될 수 있다.

20

[181] 【수학적 식 17】

$$\begin{aligned}
\mathbf{b} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l \\
\hat{\mathbf{s}}^{(0)} &= \mathbf{I}_{N_s \times 1} \text{ or } \hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{B}_1 \mathbf{b} \\
\mathbf{t} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)} \\
\mathbf{g}^{(0)} &= \mathbf{b} - \mathbf{t} \\
\mathbf{d}^{(0)} &= \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)} \\
\text{while } \|\mathbf{g}^{(i)}\| &> \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\| \text{ do} \\
\mathbf{t} &= (\mathbf{g}^{(i)})^\top \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)} \\
\mathbf{t} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{R} \mathbf{d}^{(i)} \\
\alpha^{(i)} &= \frac{\mathbf{t}}{(\mathbf{d}^{(i)})^\top \mathbf{t}} \\
\hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} &= \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)} \\
\mathbf{g}^{(i+1)} &= \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t} \\
\beta^{(i+1)} &= \frac{(\mathbf{g}^{(i+1)})^\top \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{\mathbf{t}} \\
\mathbf{d}^{(i+1)} &= \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)} \\
\text{end while} \\
\hat{\mathbf{s}}_l &= \hat{\mathbf{s}}^{(end)}
\end{aligned}$$

[182] 수학식 17 에서 $\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{I}_{N_s \times 1}$ 는 수학식 11 에서 설명한 실시 예가 적용되

는 경우를 나타내며, $\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{B}_1 \mathbf{b}$ 는 수학식 13 에서 설명한 실시 예가 적용되는

경우를 나타낸다. 수학식 11 과는 달리, 수학식 13 의 실시 예의 경우에는 수신 필

5 터를 이용하여 1 차 신호를 생성 한 뒤 1 차 신호를 보상하여 2 차 신호(즉, 검출
신호)를 생성하기 때문이다. 수학식 17 의 알고리즘에 따라 검출 신호를 생성하는

경우, MIMO 수신기는 $\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ 를 계산하는 과정에서 MIMO 채

널을 행렬과 벡터의 곱 형태로 계산하며, 이러한 계산의 복잡도는 $2N_r N_s + N_s^2$
가 된다.

[183] 한편, 아래의 수학적 식 18 은 MIMO 수신기가 공분산 행렬을 이용하여 수신 신호를 처리하는 과정에서의 수치해석 알고리즘(CG 알고리즘)을 나타낸다.

[184] 【수학적 식 18】

$$\begin{aligned}
 \mathbf{b} &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l \\
 \hat{\mathbf{s}}^{(0)} &= \mathbf{I}_{N_s \times 1} \text{ or } \hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{B}_1 \mathbf{b} \\
 \mathbf{U}_l &= \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R} \\
 \mathbf{t} &= \mathbf{U}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} \\
 \mathbf{g}^{(0)} &= \mathbf{b} - \mathbf{t} \\
 \mathbf{d}^{(0)} &= \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)} \\
 \text{while } \|\mathbf{g}^{(i)}\| &> \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\| \text{ do} \\
 &\quad \mathbf{t} = (\mathbf{g}^{(i)})^T \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)} \\
 &\quad \mathbf{t} = \mathbf{U}_l \mathbf{d}^{(i)} \\
 &\quad \alpha^{(i)} = \frac{\mathbf{t}}{(\mathbf{d}^{(i)})^T \mathbf{t}} \\
 &\quad \hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)} \\
 &\quad \mathbf{g}^{(i+1)} = \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t} \\
 &\quad \beta^{(i+1)} = \frac{(\mathbf{g}^{(i+1)})^T \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{\mathbf{t}} \\
 &\quad \mathbf{d}^{(i+1)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)} \\
 \text{end while} \\
 \hat{\mathbf{s}}_l &= \hat{\mathbf{s}}^{(end)}
 \end{aligned}$$

5 [185] 수학적 식 17 과는 달리, 수학적 식 18 에서의 수치해석 알고리즘에는

$\mathbf{U}_l = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}$ 계산을 통해 공분산 행렬을 정의하는 과정이 추가되며, 계산된 공분산 행렬을 통해 $\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ 가 계산된다. 수학적 식 17 에서는 $\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ 를 통해 $\mathbf{t}$ 를 계산함은 앞서 설명한 바 있다.

[186] 한편, 수학식 18 에 따라 검출 신호를 생성하는 경우, $\mathbf{U}_l = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}$

의 계산 복잡도는 $(N_r N_s^2 + N_r N_s) / 2$ 이며, $\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ 의 계산 복잡도는

N_s^2 이다. 즉, 수학식 18 에서 공분산 행렬을 생성하여 검출 신호를 생성하는 경우

의 계산 복잡도는, 앞서 수학식 17 에서 설명한 계산 복잡도인 $2N_r N_s + N_s^2$ 보

5 다 높게 나타난다.

[187] 그러나, 수학식 18 에서의 공분산 행렬은 수치해석 알고리즘의 계산 과정에서 초기에 한번만 생성된다. 즉, MIMO 수신기가 검출 신호의 생성을 위해 수치

해석 알고리즘을 반복적으로 수행하는 경우, 수학식 18 에 따르는 경우의 전체 계

산 복잡도는 $\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \mathbf{d}^{(i)}$ 에 비례하여 증가한다. 반면에, 수학식 17 에 따르는 경

10 우의 계산 복잡도는 $\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ 에 비례하여 증가하게 된다. 아래의

수학식 19 는 이와 같은 두 방식의 계산 복잡도를 비교하여 나타낸다.

[188] 【수학식 19】

$$Cpx_{without U} = 3N_s^2 + 5N_s N_r + \frac{5}{2} N_s + (iter - 1) \left(N_r N_s^2 + N_r N_s + \frac{7}{2} N_s \right)$$

$$Cpx_{with U} = \frac{1}{2} N_s N_r (N_s + 3) + 4N_s^2 + \frac{5}{2} N_s + (iter - 1) \left(N_s^2 + \frac{7}{2} N_s \right)$$

[189] 수학식 19 에서 $Cpx_{without U}$ 는 공분산 행렬을 이용하지 않는 수학식 17 의

15 실시 예 경우의 계산 복잡도를 나타내며, $Cpx_{with U}$ 는 공분산 행렬을 이용하는 수

학식 18 의 실시 예 경우의 계산 복잡도를 나타낸다.

[190] 결과적으로, 검출 신호를 생성하기 위해 수신 신호를 처리하는 일련의 과

정이 반복되는 회수가 증가할 수록, 수학식 18 에 따라 공분산 행렬을 활용하는

20 실시 예의 경우 계산 복잡도에 이득이 증가한다. 두 방식에 따른 계산 복잡도의

비교 결과는 도 18 에서 구체적으로 설명한다.

[191] 물론, MIMO 수신기는 수학식 18 에 따라 검출 신호를 생성하는 경우, 공

분산 행렬 $\mathbf{U}_l$ 의 생성을 위한 추가 메모리가 요구된다. 수학식 17 및 18 의 수치

해석 알고리즘들은 계산 복잡도와 메모리 요구량에 있어서는 차이가 있으나, 동일

한 조건(수신 안테나 수, 전송 레이어 수, 알고리즘 반복 회수)일 때의 성능은 완전히 동일하다.

[192] 이하에서는 도 16 내지 도 18 을 통해서 수학식 16 및 18 에서 설명한 RE 그룹의 공분산 행렬을 이용하는 MIMO 수신기의 동작 과정을 설명한다. 도 16 은
5 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 수신기의 동작 과정을 도시하는 도면이다.

[193] 먼저, MIMO 수신기는 RE 그룹 내의 기준 RE 에 대해 측정된 채널 G_1 과 측정된 간섭 R 에 기초하여 전처리 필터 V_1 와 수신 필터 B_1 를 생성한다(1610). V_1 과 B_1 은 RE 그룹 내의 모든 RE 에 공유되며, MIMO 수신기는 수신 필터 B_1 를 이용하여 수신 신호로부터 1 차 신호를 검출한다(1620, 1630).

10 [194] MIMO 수신기는 RE 그룹 내의 각 RE 들에 대해 측정된 채널 $G_2, \dots, G_N$ 과 간섭에 기초하여, RE 그룹 내의 다른 RE 들에 대한 공분산 행렬 $U_2, \dots, U_N$ 을 생성한다(1640). 한편, 이러한 공분산 행렬의 계산 과정은 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 이용하지 않는 경우보다 유리하다고 판단되는 경우에만 수행된다. 즉, MIMO 수신기는 계산 복잡도에 이득이 있는 경우에만 상술
15 한 공분산 행렬을 생성할 수 있으며, 구체적으로는 도 18 에서 설명한다.

[195] 이어서, MIMO 수신기는 RE 그룹 내의 각 RE 에 대하여 전처리 필터와 공분산 행렬을 활용하여 1 차 신호를 보상하는 과정을 거쳐 2 차 신호를 검출한다(1650, 1660, 1670). 즉, 앞서 도 13 에서 설명한 실시 예와는 달리, MIMO 수신기는 각 RE 들의 채널 정보가 아닌 공분산 행렬을 이용하여 각 RE 들을 보상한다.
20 각 RE 들에 대한 공분산 행렬은 각 RE 들의 채널 정보를 이용하여 생성되므로, 각 RE 들의 채널 정보로부터 검출 신호를 직접 계산하는 경우와 성능의 차이는 없으며, 2 차 신호를 검출하기 이전에 생성되어 있으므로 MIMO 수신기는 2 차 신호를 검출하는 과정에서의 반복 회수가 증가함에 따라 계산 복잡도 측면에서 이득을 얻을 수 있다. 보상 과정을 거쳐 생성된 2 차 신호(1670)는 디코더(1680)로 입력되어 처리된다.
25

[196] 반대로, 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우, MIMO 수신기는 앞서 설명한 바와 같이 전처리 필터와 수신 필터만을 이용하여 수신 신호를 처리한다.

[197] 한편, 도 16 에 도시된 실시 예와는 달리, MIMO 수신기는 수신 필터를 이용하여 1 차 신호를 검출하는 과정을 생략하고, 공분산 행렬을 이용하여 수신 신호를 직접 처리할 수도 있다. 즉, 도 8 에서 MIMO 수신기는 RE 들의 채널과 전처

리 필터 V_1 를 이용하여 수신 신호로부터 검출 신호를 생성한다. 제안하는 추가 실시 예에서의 MIMO 수신기는, 도 8 과는 달리, 각 RE 의 채널 정보에 기초하여 공분산 행렬 $U_1, U_2, \dots, U_N$ 을 생성하고, 각 RE 에 대한 수신 신호에 채널 정보 대신 공분산 행렬을 적용하여 검출 신호를 생성할 수도 있다. 이러한 실시 예의 경우, 기준 RE 에 대한 보상 과정이 수행되어야 하기 때문에 기준 RE 에 대해서도 공분산 행렬이 생성되고 수신 신호가 처리되어야 한다.

[198] 도 17 및 도 18 은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 수신기의 신호 검출 방법에 따른 계산 복잡도를 설명하는 그래프와 표이다. MIMO 수신기는 상술한 공분산 행렬의 사용 여부를 선택적으로 결정할 수 있으며, 도 17 및 도 18 을 참고하여 구체적으로 설명한다.

[199] 도 17 의 그래프에서 삼각형으로 표시된 선은 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우의 계산 복잡도를 나타내고, 역삼각형으로 표시된 선은 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도를 나타낸다. 알고리즘의 반복 회수는 2 회로 고정된 경우를 도시한다. 삼각형과 역삼각형의 경우 모두 수신 필터와 전처리 필터를 활용하는 경우를 나타내며, 공분산 행렬의 사용 여부만이 차이점이다. 도 17 에서 두 경우 모두 다이렉트 MMSE 필터를 이용한 수신 신호 처리 방법에 비해 개선된 계산 복잡도를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

[200] 한편, 공분산 행렬을 이용하는 경우와 이용하지 않는 경우의 계산 복잡도는 수학적 식 19 에서 설명한 바 있으며, 계산 복잡도는 수신 안테나의 수(N_r), 수신 레이어 수(N_s), 알고리즘 반복 회수(iter)를 변수로 한다. 이러한 변수들은 고정된 값으로서, MIMO 수신기에서 미리 알고 있는 값이다. 이러한 점을 참고할 때, 도 17 에서 확인할 수 있듯이 수신 안테나와 수신 레이어 수가 10 보다 작은 경우에는 공분산 행렬을 이용하는 경우(역삼각형)의 복잡도가 이용하지 않는 경우(삼각형)의 복잡도 보다 낮게 나타난다. 즉, 수신 안테나와 수신 레이어수가 10 보다 작은 경우에는 공분산 행렬을 이용하는 것이 계산 복잡도에 이득이 있다. 반대로, 수신 안테나와 수신 레이어 수가 증가하는 경우에는 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우에 계산 복잡도의 이득이 있다.

[201] 이러한 점을 고려할 때, MIMO 수신기는 안테나 수, 수신 레이어 수, 알고리즘 반복 회수가 미리 결정되면 공분산 행렬의 사용 여부를 결정할 수 있다.

[202] 도 18의 표에서는 반복 회수에 따른 계산 복잡도 차이를 도시한다. 앞서 설명한 바와 같이, 반복 회수가 2 이고 수신 레이어의 수가 10 보다 큰 경우, 공분산 행렬을 이용하는 경우에는 그렇지 않은 경우에 비해 계산 복잡도가 더 높게 요구된다. 그러나, 계산 반복 회수가 증가할수록 공분산 행렬을 이용하는 경우에 전체 계산 복잡도의 증가폭이 더 낮다. 표 18은 수치해석 알고리즘의 반복 회수에 각각에 대하여, 가로축을 수신 레이어 수로, 세로축을 수신 안테나수로 하여 나타낸다. 수신 레이어 수는 수신 안테나의 수보다 항상 작거나 같다.

[203] 도 18의 각 셀에 퍼센트로 표시된 수치는 공분산 행렬을 이용하는 경우의 이용하지 않는 경우에 대한 계산 복잡도를 의미한다. 즉, 각 셀의 퍼센트 수치가 양수인 경우에는 공분산 행렬을 이용하는 것이 계산 복잡도에 이득이 있음(즉, 계산 복잡도가 상대적으로 더 낮음)을 나타내고, 음수인 경우에는 공분산 행렬을 이용하지 않는 것이 계산 복잡도에 이득이 있음을 의미한다. 도 18에서 확인할 수 있듯이, 안테나 수가 적을수록, 수신 레이어 수가 적을수록, 반복 회수가 많을수록 공분산 행렬을 이용하는 경우에 계산 복잡도의 이득이 있다.

[204] MIMO 수신기는 도 17 및 도 18에서 설명한 바와 같이 수신 안테나의 수, 수신 레이어의 수, 반복 회수 중 적어도 하나를 고려하여 공분산 행렬의 적용 여부를 결정할 수 있다. 공분산 행렬의 적용여부에 관계 없이 성능은 동일하므로, MIMO 수신기는 경우에 따라 선택적으로 공분산 행렬을 적용함으로써 항상 낮은 계산 복잡도를 얻을 수 있다. MIMO 수신기는 공분산 행렬의 이용 여부를 결정하기 위한 계산 복잡도를 도 18의 표 형태의 룩업 테이블(look-up table)로 미리 생성하고 이용할 수도 있다. MIMO 수신기는 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 유리하다고 판단되는 경우에는 RE에 대해 공분산 행렬을 생성하며, 불리하다고 판단되는 경우에는 공분산 행렬을 생성하지 않는다.

[205] 이상에서 설명한 바와 같이, MIMO 수신기는 계산 복잡도 측면에서 공분산 행렬을 이용할지 여부를 미리 결정한다. 공분산 행렬을 이용하기로 한 경우, RE 그룹에 포함된 RE들에 대한 공분산 행렬을 생성하고 활용하여 수신 신호를 처리할 수 있다. 수신 레이어의 수가 작거나, 알고리즘의 반복 회수가 많아질수록 공분산 행렬의 이용으로 인한 계산 복잡도의 개선 정도가 크다. 제안한 방식을 통해 MIMO 수신기는 성능 저하 없이 계산 복잡도를 낮출 수 있다.

[206] 4. 장치 구성

[207] 도 19 는 본 발명의 일 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시한 블록도이다.

5 [208] 도 19 에서 단말(100) 및 기지국(200)은 각각 무선 주파수(RF) 유닛 (110, 210), 프로세서(120, 220) 및 메모리(130, 230)를 포함할 수 있다. 도 19 에서는 단말(100)과 기지국(200) 간의 1:1 통신 환경을 도시하였으나, 다수의 단말과 기지국(200) 간에도 통신 환경이 구축될 수 있다. 또한, 도 19 에 도시된 기지국(200)은 매크로 셀 기지국과 스몰 셀 기지국에 모두 적용될 수 있다.

10 [209] 각 RF 유닛(110, 210)은 각각 송신부(111, 211) 및 수신부(112, 212)를 포함할 수 있다. 단말(100)의 송신부(111) 및 수신부(112)는 기지국(200) 및 다른 단말들과 신호를 송신 및 수신하도록 구성되며, 프로세서(120)는 송신부(111) 및 수신부(112)와 기능적으로 연결되어 송신부(111) 및 수신부(112)가 다른 기기들과 신호를 송수신하는 과정을 제어하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(120)는
15 전송할 신호에 대한 각종 처리를 수행한 후 송신부(11)로 전송하며, 수신부(112)가 수신한 신호에 대한 처리를 수행한다.

[210] 필요한 경우 프로세서(120)는 교환된 메시지에 포함된 정보를 메모리(130)에 저장할 수 있다. 이와 같은 구조를 가지고 단말(100)은 이상에서 설명한 본 발명의 다양한 실시 형태의 방법을 수행할 수 있다.

20 [211] 기지국(200)의 송신부(211) 및 수신부(212)는 다른 기지국 및 단말들과 신호를 송신 및 수신하도록 구성되며, 프로세서(220)는 송신부(211) 및 수신부(212)와 기능적으로 연결되어 송신부(211) 및 수신부(212)가 다른 기기들과 신호를 송수신하는 과정을 제어하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(220)는 전송할 신호에 대한 각종 처리를 수행한 후 송신부(211)로 전송하며 수신부(212)가 수신한
25 신호에 대한 처리를 수행할 수 있다. 필요한 경우 프로세서(220)는 교환된 메시지에 포함된 정보를 메모리(230)에 저장할 수 있다. 이와 같은 구조를 가지고 기지국(200)은 앞서 설명한 다양한 실시 형태의 방법을 수행할 수 있다.

[212] 단말(100) 및 기지국(200) 각각의 프로세서(120, 220)는 각각 단말(100) 및 기지국(200)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 각각의
30 프로세서들(120, 220)은 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리(130, 230)

들과 연결될 수 있다. 메모리(130, 230)는 프로세서(120, 220)에 연결되어 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.

[213] 본 발명의 프로세서(120, 220)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(120, 220)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어를 이용하여 본 발명의 실시 예를 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(120, 220)에 구비될 수 있다.

[214] 한편, 상술한 방법은, 컴퓨터에서 실행될 수 있는 프로그램으로 작성 가능하고, 컴퓨터 판독 가능 매체를 이용하여 상기 프로그램을 동작시키는 범용 디지털 컴퓨터에서 구현될 수 있다. 또한, 상술한 방법에서 사용된 데이터의 구조는 컴퓨터 판독 가능 매체에 여러 수단을 통하여 기록될 수 있다. 본 발명의 다양한 방법들을 수행하기 위한 실행 가능한 컴퓨터 코드를 포함하는 저장 디바이스를 설명하기 위해 사용될 수 있는 프로그램 저장 디바이스들은, 반송파(carrier waves)나 신호들과 같이 일시적인 대상들은 포함하는 것으로 이해되지는 않아야 한다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 마그네틱 저장매체(예를 들면, 롬, 플로피 디스크, 하드 디스크 등), 광학적 판독 매체(예를 들면, 시디롬, DVD 등)와 같은 저장 매체를 포함한다.

[215] 본원 발명의 실시 예들과 관련된 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 상기 기재의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 변형된 형태로 구현될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로, 개시된 방법들은 한정적인 관점이 아닌 설명적 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 발명의 상세한 설명이 아닌 특허청구 범위에 나타나며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명의 범위에 포함되는 것으로 해석되어야 한다.

【청구의 범위】

【청구항 1】

복수의 안테나를 포함하는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 수신기가 수신 신호를 처리하는 방법에 있어서,

- 5 복수의 리소스 엘리먼트(resource element, RE)를 포함하는 RE 그룹 내에서 기준 RE 를 선택하는 단계;

상기 기준 RE 의 채널 정보에 기초하여 상기 RE 그룹 내의 상기 복수의 RE 가 공유할 전처리 필터를 생성하는 단계;

- 10 상기 복수의 RE 중 상기 기준 RE 를 제외한 RE 들의 채널 정보에 기초하여, 상기 기준 RE 를 제외한 RE 들 각각에 대한 공분산 행렬을 생성하는 단계; 및
상기 전처리 필터 및 상기 공분산 행렬을 선택적으로 이용하여 상기 복수의 RE 각각에 대한 수신 신호들을 보상함으로써, 상기 RE 그룹에 대한 검출 신호들을 생성하는 단계를 포함하는, 수신 신호 처리 방법.

15 【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

상기 검출 신호들을 생성하는 단계는,

- 상기 MIMO 수신기의 수신 안테나 수, 상기 수신 신호의 레이어 수 및 상기 보상 과정의 기결정된 반복 회수 중 적어도 하나에 기초하여 상기 공분산 행렬을 이용할지 여부를 결정하는 것인, 수신 신호 처리 방법.

【청구항 3】

제 2 항에 있어서,

상기 공분산 행렬은,

- 25 상기 수신 안테나 수, 상기 레이어 수 및 상기 반복 회수 중 적어도 하나에 기초하여, 상기 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 상기 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우의 계산 복잡도 보다 낮은 것으로 결정되는 경우에 생성되는 것인, 수신 신호 처리 방법.

30 【청구항 4】

제 3 항에 있어서,

상기 검출 신호들을 생성하는 단계는,

상기 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 상기 공분산 행렬을
이용하지 않는 경우의 계산 복잡도 보다 높은 경우, 상기 전처리 필터와 상기 복
수의 RE 각각의 채널 정보를 이용하여 상기 수신 신호를 보상하는 것인, 수신 신
호 처리 방법.

【청구항 5】

제 1 항에 있어서,

상기 검출 신호들을 생성하는 단계는 상기 기준 RE 에 대해서는 상기 전
처리 필터만을 이용하여 보상하고, 상기 기준 RE 를 제외한 RE 들에 대해서는 상
기 전처리 필터 및 각각의 공분산 행렬을 이용하여 보상하는 것인, 수신 신호 처
리 방법.

【청구항 6】

제 1 항에 있어서,

상기 공분산 행렬을 생성하는 단계는 상기 기준 RE 의 채널 정보에 기초
하여 상기 기준 RE 에 대한 공분산 행렬을 더 생성하고,

상기 검출 신호들을 생성하는 단계는 상기 기준 RE 에 대하여 상기 전처
리 필터 및 상기 기준 RE 에 대한 공분산 행렬을 이용하여 상기 기준 RE 의 수신
신호를 보상하는 것인, 수신 신호 처리 방법.

【청구항 7】

제 1 항에 있어서,

상기 전처리 필터는 상기 수신 신호들을 보상하여 상기 검출 신호들을 생
성하는 과정의 속도를 향상시키기 위한 행렬인 것인, 수신 신호 처리 방법.

【청구항 8】

제 1 항에 있어서,

상기 검출 신호들을 생성하는 단계는,

상기 전처리 필터 대신에 상기 각 RE 들에 대하여 MMSE(Minimum Mean
Square Error) 필터, ZF(Zero Forcing) 필터, IRC(Interference Rejection

Combining) 필터 또는 BLAST 필터를 적용했을 때와 상기 검출 신호 간의 오차가 임계값 미만이 될 때까지 상기 보상 과정을 반복 수행하는 것이며,

상기 보상 과정을 반복 수행하는 최대 횟수는 MIMO 채널 환경 또는 사용자 입력에 따라 결정되는 것인, 수신 신호 처리 방법.

5

【청구항 9】

제 1 항에 있어서,

상기 검출 신호들은 상기 수신 신호들에 대하여 상기 공분산 행렬을 이용하여 CG(conjugate gradient) 알고리즘, Newton method 알고리즘 또는 steepest
10 descent method 알고리즘을 적용함으로써 생성되는 것인, 수신 신호 처리 방법.

【청구항 10】

복수의 안테나를 포함하고 상기 복수의 안테나를 통해 수신되는 수신 신호를 처리하는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 수신기에 있어서,

15 송신부;

수신부; 및

상기 송신부 및 상기 수신부와 연결되어 수신 신호를 처리하는 프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는,

20 복수의 리소스 엘리먼트(resource element, RE)를 포함하는 RE 그룹 내에서 기준 RE 를 선택하고,

상기 기준 RE 의 채널 정보에 기초하여 상기 RE 그룹 내의 상기 복수의 RE 가 공유할 전처리 필터를 생성하고,

25 상기 복수의 RE 중 상기 기준 RE 를 제외한 RE 들의 채널 정보에 기초하여, 상기 기준 RE 를 제외한 RE 들 각각에 대한 공분산 행렬을 생성하고,

상기 전처리 필터 및 상기 공분산 행렬을 선택적으로 이용하여 상기 복수의 RE 각각에 대한 수신 신호들을 보상함으로써, 상기 RE 그룹에 대한 검출 신호들을 생성하는 것인, 수신기.

30 【청구항 11】

제 10 항에 있어서,

상기 프로세서는,

상기 MIMO 수신기의 수신 안테나 수, 상기 수신 신호의 레이어 수 및 상기 보상 과정의 기결정된 반복 회수 중 적어도 하나에 기초하여 상기 공분산 행렬을 이용할지 여부를 결정하는 것인, 수신기.

5

【청구항 12】

제 11 항에 있어서,

상기 공분산 행렬은,

상기 수신 안테나 수, 상기 레이어 수 및 상기 반복 회수 중 적어도 하나에 기초하여, 상기 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 상기 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우의 계산 복잡도 보다 낮은 것으로 결정되는 경우에 생성되는 것인, 수신기.

【청구항 13】

제 12 항에 있어서,

상기 프로세서는,

상기 공분산 행렬을 이용하는 경우의 계산 복잡도가 상기 공분산 행렬을 이용하지 않는 경우의 계산 복잡도 보다 높은 경우, 상기 전처리 필터와 상기 복수의 RE 각각의 채널 정보를 이용하여 상기 수신 신호를 보상하는 것인, 수신기.

20

【청구항 14】

제 10 항에 있어서,

상기 프로세서는, 상기 기준 RE 에 대해서는 상기 전처리 필터만을 이용하여 보상하고, 상기 기준 RE 를 제외한 RE 들에 대해서는 상기 전처리 필터 및 각각의 공분산 행렬을 이용하여 보상하는 것인, 수신기.

25

【청구항 15】

제 10 항에 있어서,

상기 프로세서는,

상기 기준 RE 의 채널 정보에 기초하여 상기 기준 RE 에 대한 공분산 행렬을 더 생성하고, 상기 기준 RE 에 대하여 상기 전처리 필터 및 상기 기준 RE 에

30

대한 공분산 행렬을 이용하여 상기 기준 RE 의 수신 신호를 보상하는 것인, 수신기.

【청구항 16】

- 5 제 10 항에 있어서,
상기 전처리 필터는 상기 수신 신호들을 보상하여 상기 검출 신호들을 생성하는 과정의 속도를 향상시키기 위한 행렬인 것인, 수신기.

【청구항 17】

- 10 제 10 항에 있어서,
상기 프로세서는,
상기 전처리 필터 대신에 상기 각 RE 들에 대하여 MMSE(Minimum Mean Square Error) 필터, ZF(Zero Forcing) 필터, IRC(Interference Rejection Combining) 필터 또는 BLAST 필터를 적용했을 때와 상기 검출 신호 간의 오차
15 가 임계값 미만이 될 때까지 상기 보상 과정을 반복 수행하며,
상기 보상 과정을 반복 수행하는 최대 횟수는 MIMO 채널 환경 또는 사용자 입력에 따라 결정되는 것인, 수신기.

【청구항 18】

- 20 제 10 항에 있어서,
상기 검출 신호들은 상기 수신 신호들에 대하여 상기 공분산 행렬을 이용하여 CG(conjugate gradient) 알고리즘, Newton method 알고리즘 또는 steepest descent method 알고리즘을 적용함으로써 생성되는 것인, 수신기.

25

FIG. 1

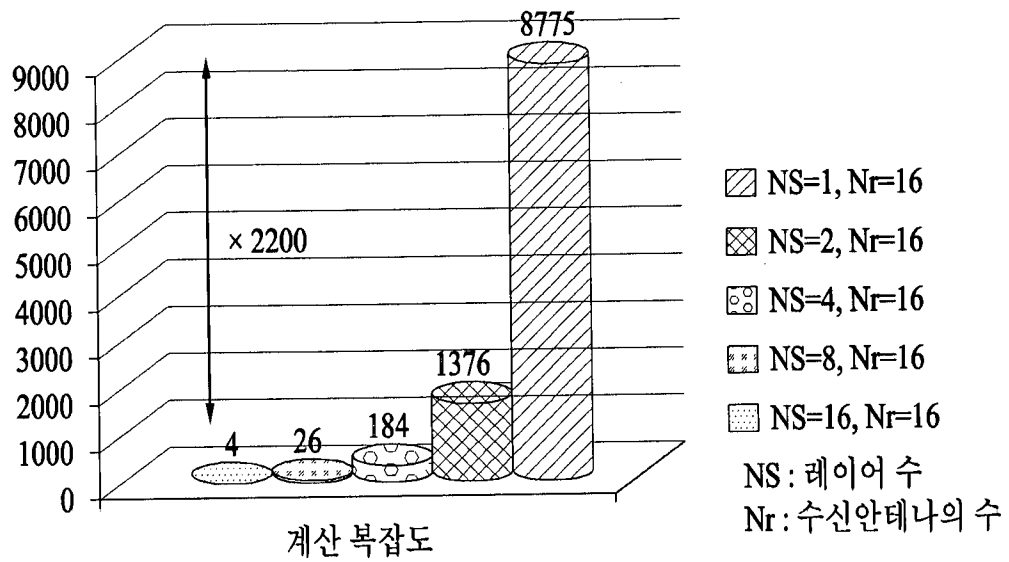


FIG. 2

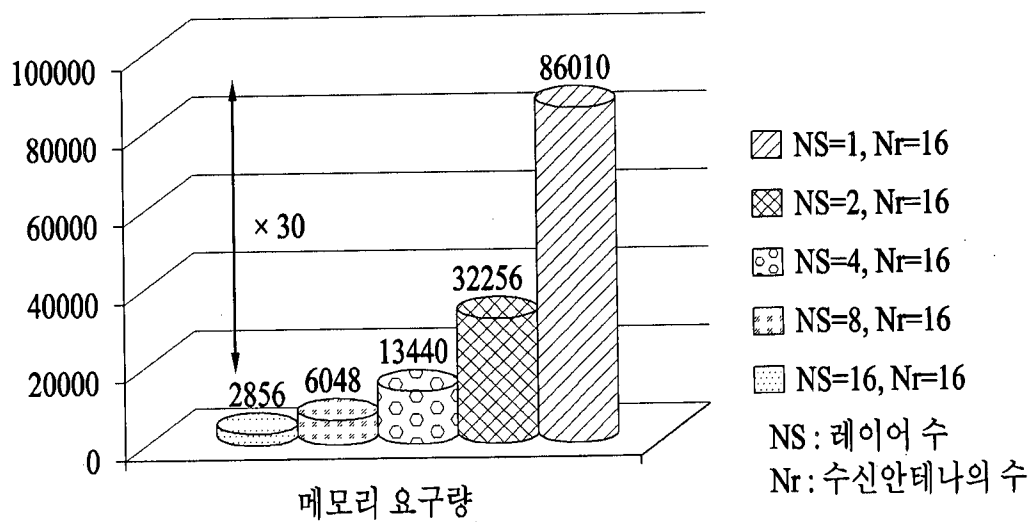


FIG. 3

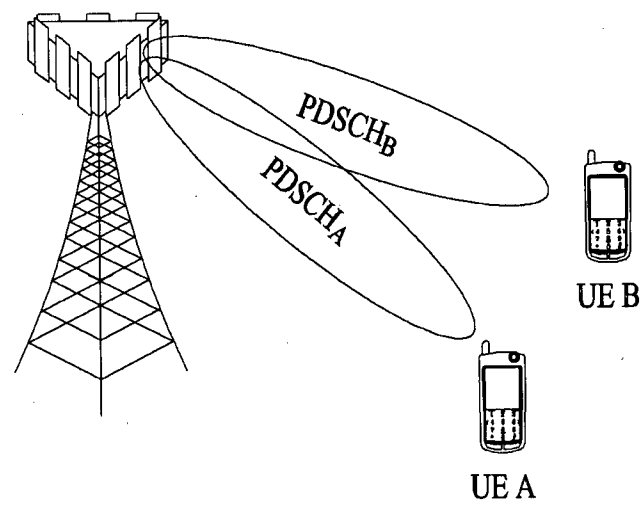


FIG. 4

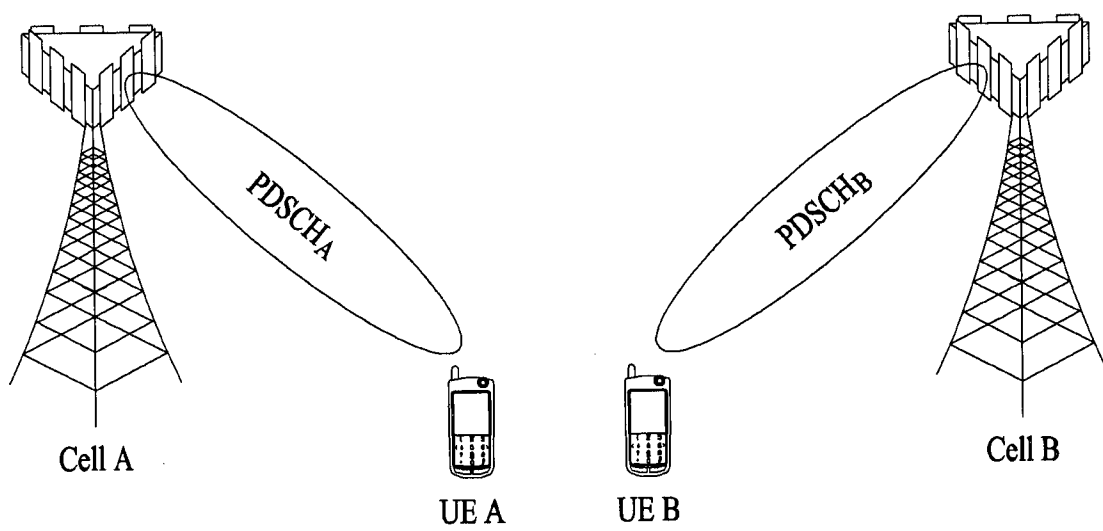


FIG. 5

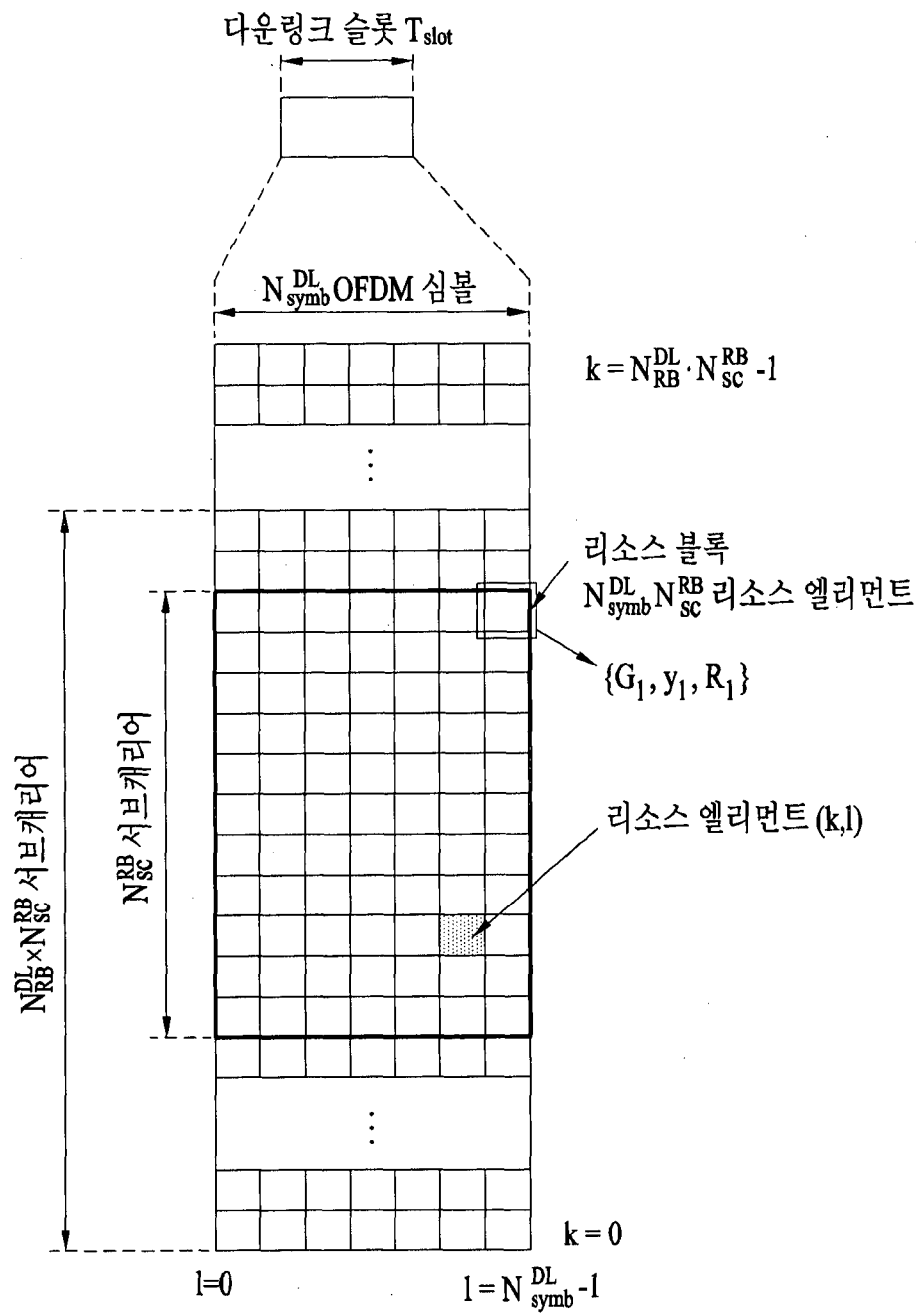


FIG. 6

시간 도메인 (도플러)

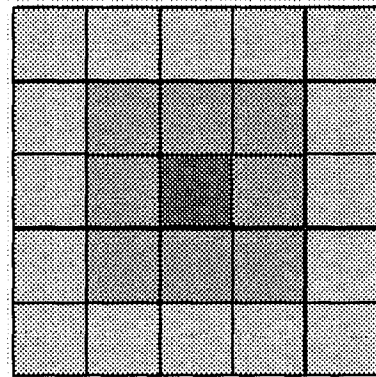
주파수 도메인
(채널 딜레이 프로파일)

FIG. 7

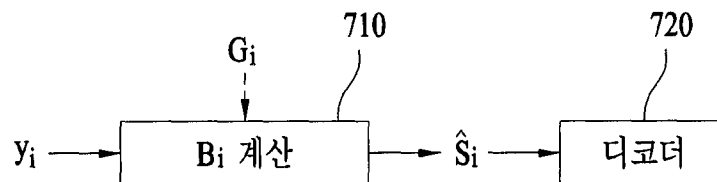


FIG. 8

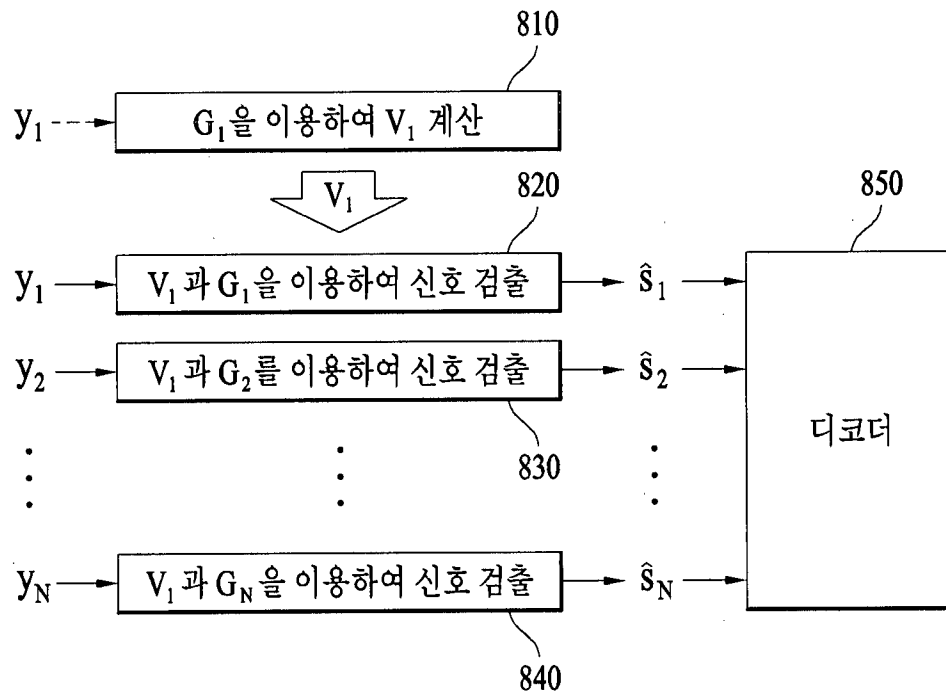


FIG. 9

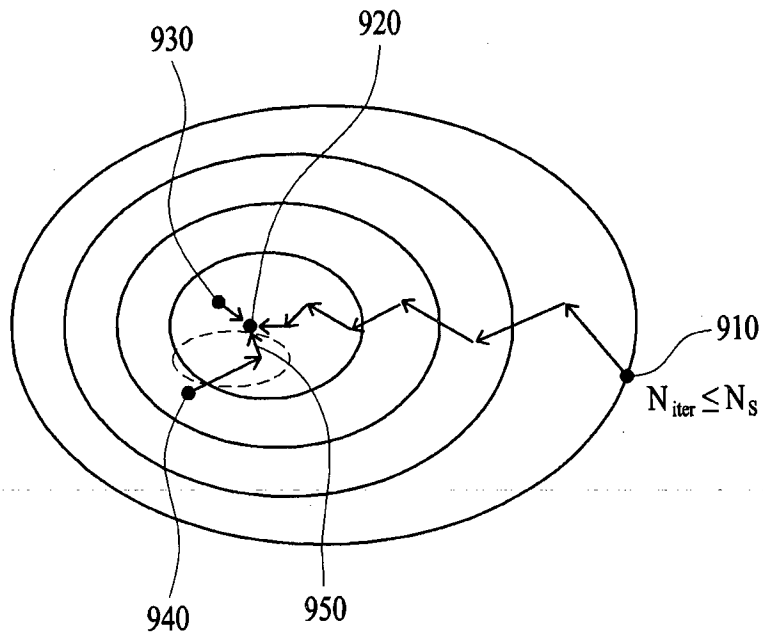


FIG. 10

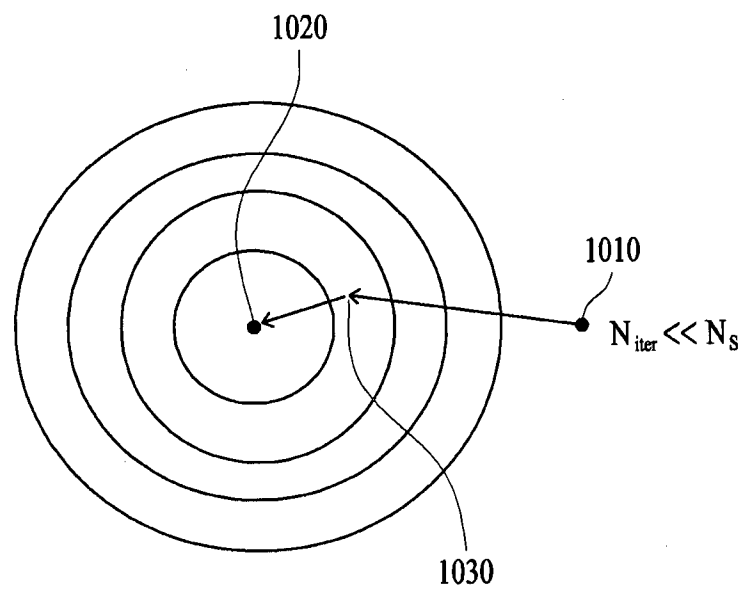


FIG. 11

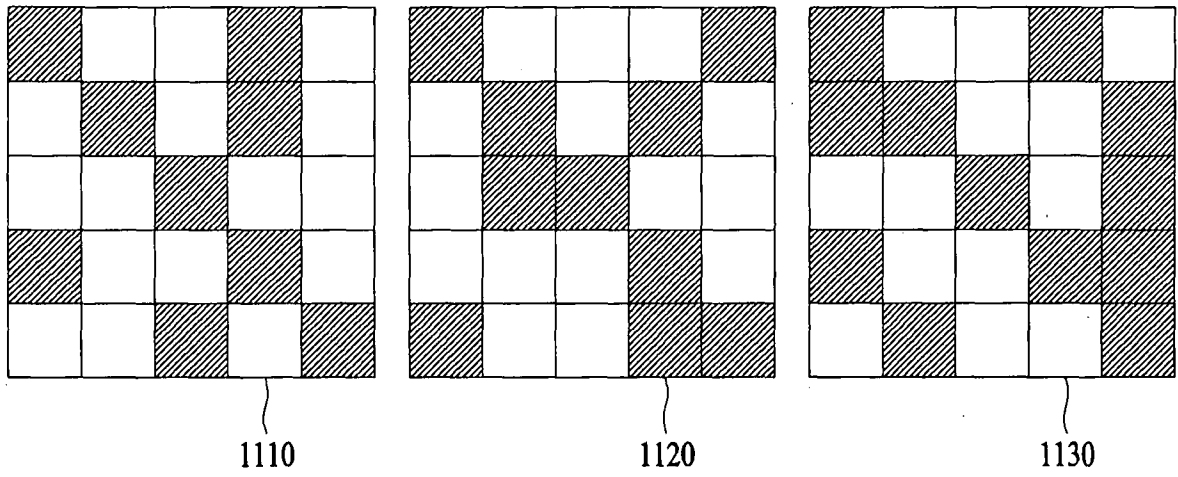


FIG. 12

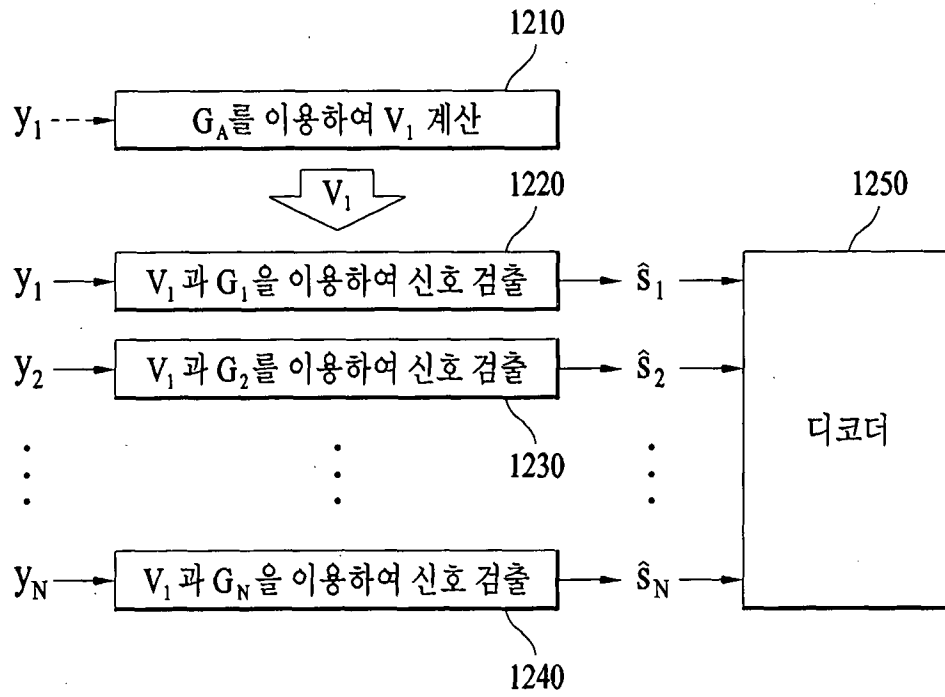


FIG. 13

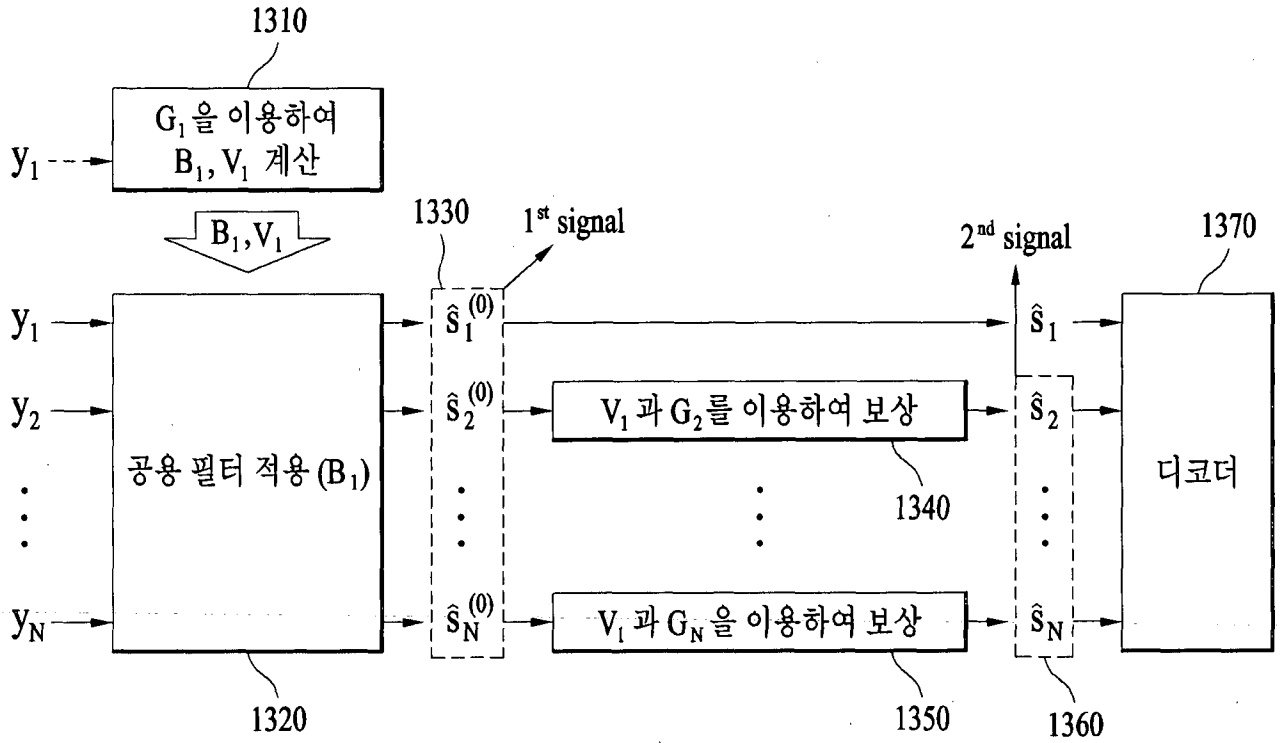


FIG. 14

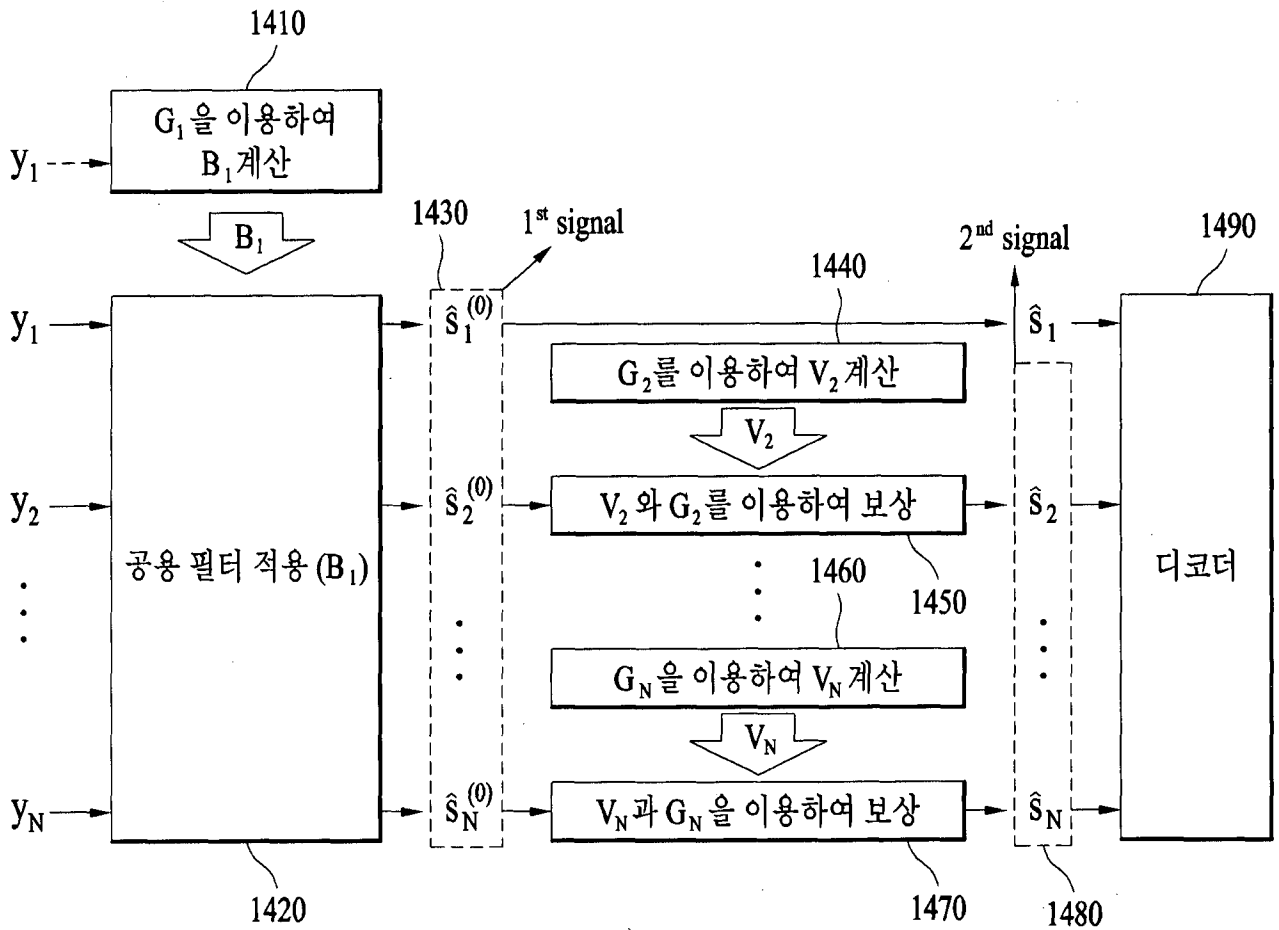


FIG. 15

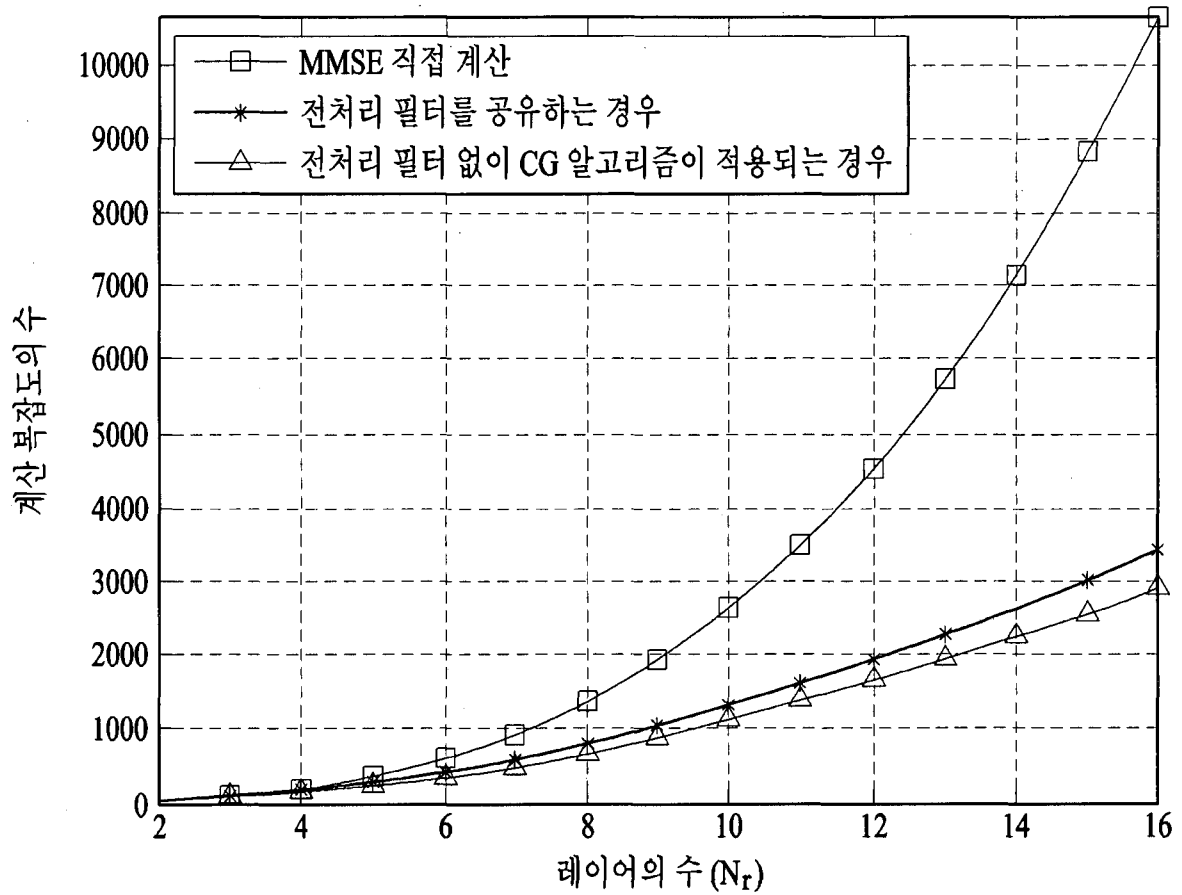


FIG. 16

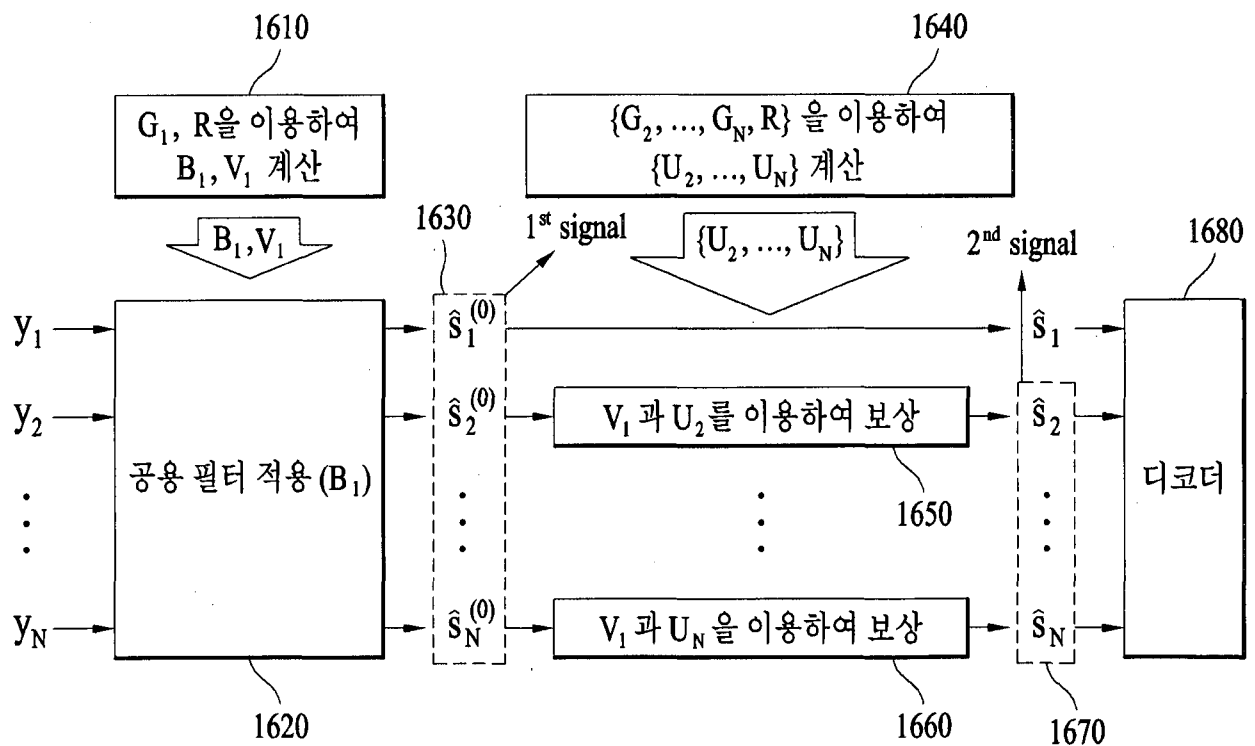


FIG. 17

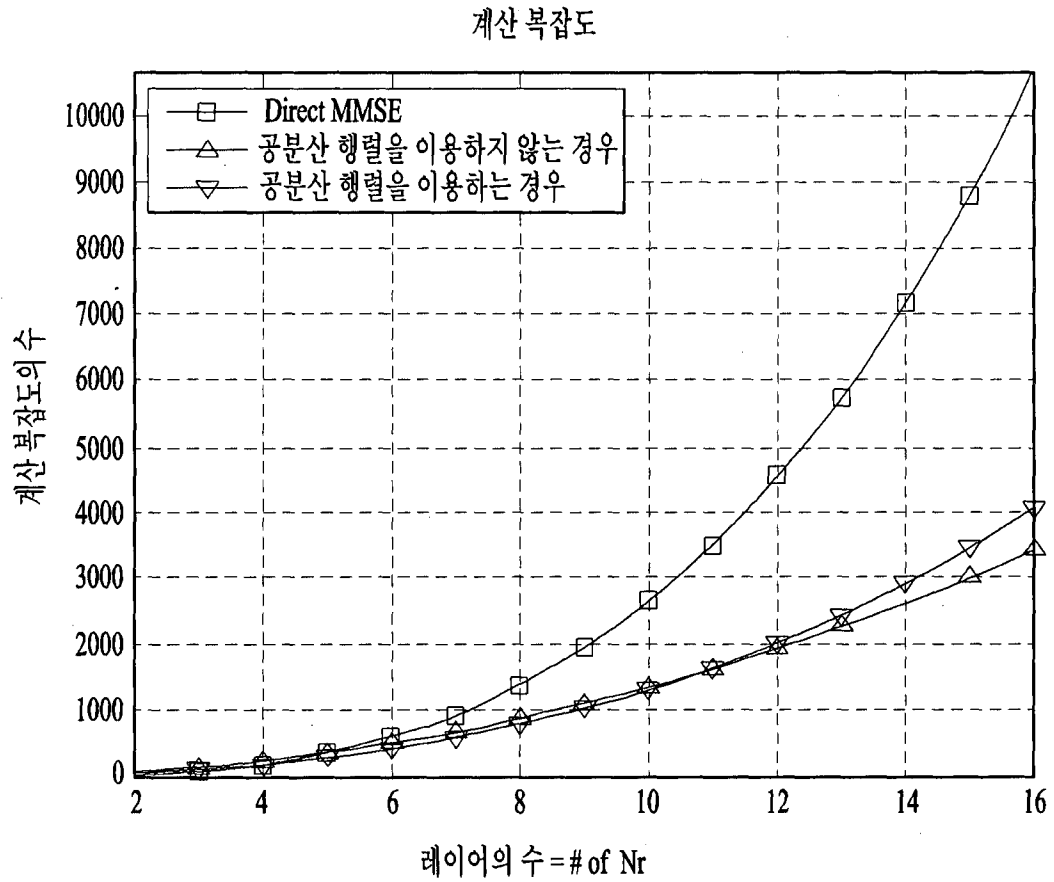


FIG. 18

Iteration=1

Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8
4	23.2%	15.6%	-	-	-	-
8	29.3%	20.5%	12.8%	6.0%	0.0%	-5%
16	33.8%	24.4%	15.6%	7.5%	0.0%	-7%

Iteration=2

Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8	12
4	30.7%	24.0%	-	-	-	-	-
8	40.0%	32.5%	26.0%	20.0%	15.0%	10%	-
16	47.0%	39.0%	32.0%	20.0%	20.0%	14%	-4.20%

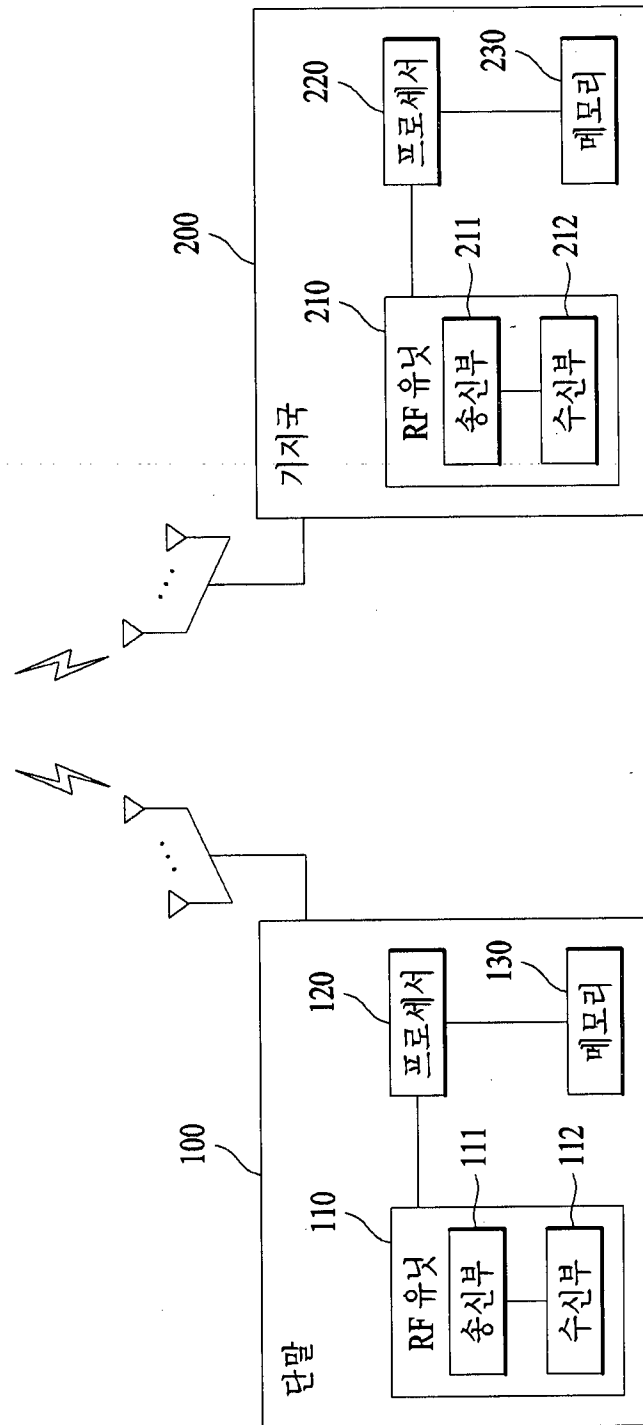
Iteration=3

Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8	16
4	34.5%	28.3%	-	-	-	-	-
8	45.5%	38.8%	33.0%	27.8%	23.2%	19%	-
16	54.0%	47.4%	41.3%	35.7%	30.5%	26%	-2.8

Iteration=4

Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8	16
4	36.8%	30.9%	-	-	-	-	-
8	48.5%	42.5%	37.0%	32.3%	28.0%	24%	-
16	58.0%	52.4%	46.8%	41.7%	37.0%	33%	6.8%

FIG. 19



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2015/004419**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER****H04B 7/08(2006.01)i, H04B 7/04(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)

H04B 7/08; H04L 1/02; H04L 27/28; H04L 27/06; H04B 1/7103; H04B 7/04

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: resource element(resource element, RE), group, reference RE, pre-treatment filter, sharing, covariance matrix, selective use, signal detection, MIMO

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2009-0213945 A1 (CAIRNS, Douglas A. et al.) 27 August 2009 See paragraphs [0030]-[0059]; and figures 4-6.	1-18
A	US 2007-0041475 A1 (KOSHY, John C. et al.) 22 February 2007 See paragraphs [0039]-[0099]; and figures 2-4.	1-18
A	US 2014-0098840 A1 (RENESAS MOBILE CORPORATION) 10 April 2014 See paragraphs [0039]-[0115]; and figures 1, 2.	1-18
A	US 2012-0155560 A1 (KOSHY, John C.) 21 June 2012 See paragraphs [0029]-[0072]; and figures 1, 2.	1-18
A	US 2012-0114054 A1 (WATERS, Deric W. et al.) 10 May 2012 See paragraphs [0024]-[0051]; and figures 1A-2.	1-18



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

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"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)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"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

"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

"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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

17 AUGUST 2015 (17.08.2015)

Date of mailing of the international search report

18 AUGUST 2015 (18.08.2015)

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/KR2015/004419

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
US 2009-0213945 A1	27/08/2009	CN 101960728 A	26/01/2011
		CN 101960728 B	05/03/2014
		EP 2253071 A1	24/11/2010
		US 7957485 B2	07/06/2011
		WO 2009-106426 A1	03/09/2009
US 2007-0041475 A1	22/02/2007	CA 2601151 A1	21/09/2006
		EP 1861918 A2	05/12/2007
		EP 1861918 A4	14/12/2011
		EP 1861918 B1	21/08/2013
		JP 2008-533912 A	21/08/2008
		JP 2012-005134 A	05/01/2012
		JP 4841615 B2	21/12/2011
		JP 5529810 B2	25/06/2014
		US 7593489 B2	22/09/2009
		WO 2006-099267 A2	21/09/2006
		WO 2006-099267 A3	27/12/2007
US 2014-0098840 A1	10/04/2014	GB 201217850 D0	14/11/2012
		GB 2506644 A	09/04/2014
		GB 2506644 B	05/11/2014
		US 9036681 B2	19/05/2015
US 2012-0155560 A1	21/06/2012	US 8737539 B2	27/05/2014
US 2012-0114054 A1	10/05/2012	NONE	

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04B 7/08(2006.01)i, H04B 7/04(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04B 7/08; H04L 1/02; H04L 27/28; H04L 27/06; H04B 1/7103; H04B 7/04

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: 리소스 엘리먼트(resource element, RE) 그룹, 기준 RE, 전처리 필터, 공유, 공분산 행렬, 선택적 이용, 신호 검출, MIMO

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	US 2009-0213945 A1 (DOUGLAS A. CAIRNS 등) 2009.08.27 단락 [0030]-[0059]; 및 도면 4-6 참조.	1-18
A	US 2007-0041475 A1 (JOHN C. KOSHY 등) 2007.02.22 단락 [0039]-[0099]; 및 도면 2-4 참조.	1-18
A	US 2014-0098840 A1 (RENESAS MOBILE CORPORATION) 2014.04.10 단락 [0039]-[0115]; 및 도면 1, 2 참조.	1-18
A	US 2012-0155560 A1 (JOHN C. KOSHY) 2012.06.21 단락 [0029]-[0072]; 및 도면 1, 2 참조.	1-18
A	US 2012-0114054 A1 (DERIC W. WATERS 등) 2012.05.10 단락 [0024]-[0051]; 및 도면 1A-2 참조.	1-18

☐ 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

2015년 08월 17일 (17.08.2015)

국제조사보고서 발송일

2015년 08월 18일 (18.08.2015)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소



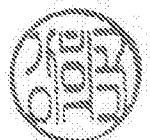
대한민국 특허청
(302-701) 대전광역시 서구 청사로 189,
4동 (둔산동, 정부대전청사)

팩스 번호 +82-42-472-7140

심사관

강희국

전화번호 +82-42-481-8264



국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
US 2009-0213945 A1	2009/08/27	CN 101960728 A CN 101960728 B EP 2253071 A1 US 7957485 B2 WO 2009-106426 A1	2011/01/26 2014/03/05 2010/11/24 2011/06/07 2009/09/03
US 2007-0041475 A1	2007/02/22	CA 2601151 A1 EP 1861918 A2 EP 1861918 A4 EP 1861918 B1 JP 2008-533912 A JP 2012-005134 A JP 4841615 B2 JP 5529810 B2 US 7593489 B2 WO 2006-099267 A2 WO 2006-099267 A3	2006/09/21 2007/12/05 2011/12/14 2013/08/21 2008/08/21 2012/01/05 2011/12/21 2014/06/25 2009/09/22 2006/09/21 2007/12/27
US 2014-0098840 A1	2014/04/10	GB 201217850 D0 GB 2506644 A GB 2506644 B US 9036681 B2	2012/11/14 2014/04/09 2014/11/05 2015/05/19
US 2012-0155560 A1	2012/06/21	US 8737539 B2	2014/05/27
US 2012-0114054 A1	2012/05/10	없음	