



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0085182
(43) 공개일자 2009년08월07일

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0010944

(22) 출원일자 2008년02월04일

심사청구일자 2008년02월04일

(71) 출원인

충남대학교산학협력단

대전광역시 유성구 공동 220번지 충남대학교

(72) 발명자

안재민

경기도 용인시 기흥구 보정동 동아 솔레시티 APT 126동 602호

김혜진

대전시 유성구 반석동 반석마을 6단지 603동 106호

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

권오식, 박창희, 김종관

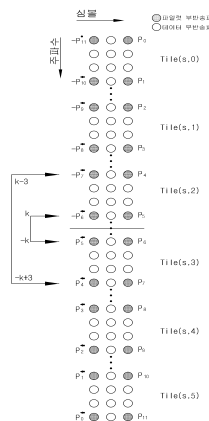
전체 청구항 수 : 총 13 항

(54) 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법 및 채널 추정 방법

(57) 요약

본 발명은 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형(In-Phase/Quadrature Imbalances) 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법 및 채널추정 방법에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 부채널을 구성하는 부반송파를 대칭되게 배치함으로써 직접변환 방식을 사용하는 무선통신시스템의 상향링크에서 발생하는 I/Q 불균형 성분을 추정할 수 있는 부채널 할당 방법 및 채널추정 방법에 관한 것이다. 이를 위해, 본 발명은 적어도 하나의 부채널을 이용하는 무선통신시스템에서 복수의 부반송파를 부채널로 할당하는 방법에 있어서, 복수의 부반송파로부터 선택된 제1 개수의 부반송파로 구성된 복수의 타일을 생성하는 단계; 및 상기 복수의 타일 중 제2 개수씩 타일을 묶어서 적어도 하나의 부채널을 할당하는 단계;를 포함하되, 상기 각 부채널 내에 존재하는 복수의 부반송파는 서로 대칭되게 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법을 제공한다.

대표도 - 도7



(72) 발명자

진영환

대전시 동구 삼성동 한밭자이 아파트 102동 2101호

권지현

대전시 서구 변동 32-47

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 200600081

부처명 산업자원부

연구사업명 지역혁신인력양성사업

연구과제명 임펄스 UWB 실내 측위 수신기 개발 - 2차년도

주관기관 한국 산업 기술 재단

연구기간 2007년 05월 01일 ~ 2008년 04월 30일

특허청구의 범위

청구항 1

적어도 하나의 부채널을 이용하는 무선통신시스템에서 복수의 부반송파를 부채널로 할당하는 방법에 있어서,
 복수의 부반송파로부터 선택된 제1 개수의 부반송파로 구성된 복수의 타일을 생성하는 단계; 및
 상기 복수의 타일 중 제2 개수씩 타일을 묶어서 적어도 하나의 부채널을 할당하는 단계;를 포함하되,
 상기 각 부채널 내에 존재하는 복수의 부반송파는 서로 대칭되게 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 부채널을 할당하는 단계는
 상기 복수의 타일을 대칭되게 할당하는 단계;
 상기 각 타일에 상기 복수의 부반송파에 포함되는 파일럿 부반송파를 대칭되게 할당하는 단계; 및
 상기 복수의 부반송파에 포함되는 데이터 부반송파를 할당하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,
 상기 복수의 타일은 아래의 수학식 1을 이용하여 할당되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법.

[수학식 1]

$$Tiles(s,3) = 209 - Tiles(s,2)$$

$$Tiles(s,4) = 209 - Tiles(s,1)$$

$$Tiles(s,5) = 209 - Tiles(s,0)$$

(여기서, s 는 부채널 번호이고, 209는 전체 타일수이다)

청구항 4

제 2 항에 있어서,
 상기 각 타일 내에서, 상기 파일럿 부반송파 값과 상기 파일럿 부반송파 값의 음의 공액 값이 대각선 위치에 서로 대칭되도록 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,
 상기 제1 개수는 4개이고, 상기 제2 개수는 6개인 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법.

청구항 6

적어도 하나의 부채널을 이용하는 무선통신시스템에서 상기 부채널을 통해 전송된 부반송파 값의 왜곡을 수정하는 방법에 있어서,

부채널을 통해 전송된 부반송파를 수신하는 단계; 및

상기 부반송파에 포함되는 파일럿 부반송파 값을 이용하여 상기 부반송파에 포함되는 데이터 부반송파 값의 왜곡을 추정 및 수정하는 단계;를 포함하되,

상기 각 부채널 내에 존재하는 복수의 부반송파는 서로 대칭되게 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템에서 대칭되게 배치된 부채널을 통해 전송된 부반송파 값의 왜곡을 수정하는 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 데이터 부반송파 값의 왜곡은 상기 파일럿 부반송파 값에 대한 선형 보간을 통해 추정되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템에서 대칭되게 배치된 부채널을 통해 전송된 부반송파 값의 왜곡을 수정하는 방법.

청구항 8

적어도 하나의 부채널을 이용하는 무선통신시스템에서 복수의 부반송파를 부채널로 할당하는 장치에 있어서,

복수의 부반송파로부터 선택된 제1 개수의 부반송파로 구성된 복수의 타일을 생성하고, 상기 복수의 타일 중 제 2 개수씩 타일을 묶어서 적어도 하나의 부채널을 할당하는 부채널할당부;를 포함하되,

상기 각 부채널 내에 존재하는 복수의 부반송파는 서로 대칭되게 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 장치.

청구항 9

제 8 항에 있어서, 상기 부채널 할당부는

상기 복수의 타일을 대칭되게 할당하는 타일할당부; 및

상기 각 타일에 상기 복수의 부반송파에 포함되는 파일럿 부반송파를 대칭되게 할당하는 파일럿부반송파할당부; 및

상기 각 타일에 상기 복수의 부반송파에 포함되는 데이터 부반송파를 할당하는 데이터부반송파할당부;를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 장치.

청구항 10

제 9 항에 있어서,

상기 타일할당부는 상기 복수의 타일은 아래의 수학식 1을 이용하여 할당하는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 장치.

[수학식 1]

$$Tiles(s,3) = 209 - Tiles(s,2)$$

$$Tiles(s,4) = 209 - Tiles(s,1)$$

$$Tiles(s,5) = 209 - Tiles(s,0)$$

(여기서, s 는 부채널 번호이고, 209는 전체 타일수이다)

청구항 11

제 9 항에 있어서,

상기 각 타일 내에서, 상기 파일럿부반송파할당부는 상기 파일럿 부반송파 값과 상기 파일럿 부반송파 값의 음의 공액 값을 대각선 위치에 서로 대칭되도록 배치하는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 장치.

청구항 12

제 8 항에 있어서,

상기 제1 개수는 4개이고, 상기 제2 개수는 6개인 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 장치.

청구항 13

제 1 항 내지 제 7 항 중 어느 한 항에 따른 방법을 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터 판독 가능한 기록매체.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

- <1> 본 발명은 직접변환 방식을 사용하는 무선통신시스템의 상향링크에서 발생하는 I/Q 불균형(In-Phase/Quadrature-Phase Imbalances) 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법 및 채널 추정 방법에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 부채널에 할당되는 부반송파를 대칭되게 배치함으로써 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정할 수 있는 부채널 할당 방법 및 채널 추정 방법에 관한 것이다.

배경 기술

- <2> 차세대 휴대 인터넷 서비스는 언제, 어디서나, 이동 중에도 고속으로 무선 인터넷 접속이 가능한 서비스이다. 이를 구현하기 위한 광대역 무선 접속 시스템의 국제 표준으로 Mobile WIMAX (IEEE 802.16e)가 진행되고 있고, 국내에서는 다중접속으로 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 방식을 채택한 Wibro(Wireless Broadband Internet)시스템이 표준화되었다.
- <3> WiBro 상향링크에서는 소형 저전력 RF 단말기를 구현하기 위해, 직접변환 (direct-conversion) 방식을 사용하고 있다. 그러나 직접변환 방식은 몇 가지 문제점을 가지고 있는데, 그 중 대표되는 것이 I/Q 불균형이다. I/Q 불균형은 기저대역 신호와 RF 신호를 처리하는 과정에서 실수부와 허수부의 이득(gain mismatch) 및 위상(phase mismatch) 불일치로 인해 발생한다. 이와 같은 IQ 불균형은 주파수 영역에서 대칭을 이루는 부반송파 사이의 상호 간섭으로 작용하여 성능 저하를 유발하므로 이를 추정하고 보상해주는 과정이 필요하다.
- <4> 먼저, 수신기의 RF단에서 발생하는 시간 영역 및 주파수 영역에서 I/Q 불균형 성분으로 인한 간섭 신호의 영향을 억제하여 수신 신호 검출 성능을 개선하는 방법이 시도되었고, 수신기뿐 아니라 송신기에서도 직접 변환 방식을 사용하여 발생하는 I/Q 불균형 문제를 해결하기 방법이 시도되었다. 그러나 이러한 방식들은 간섭의 영향은 억제할 수 있어도 I/Q 불균형에 의한 해당 부반송파의 전력 감소로 인해 성능 개선의 한계가 있다.
- <5> I/Q 불균형에 의한 실수부와 허수부 신호 사이의 직교성 훼손은 직교성을 유지하여야 한다는 관점에서 보면 성능 저하의 요인이지만, OFDM과 같이 주파수 축으로 신호를 송신하는 시스템에서의 기저대역 수신신호의 경우, 다중 경로 페이딩 채널을 통과하였을 때, 오히려 적당한 신호 검출 방식을 사용하면 주파수 다이버시티 이득 효과로 인해, I/Q 불균형이 존재하지 않을 때 보다 더 좋은 성능 향상 효과를 기대할 수 있음이 알려졌다.
- <6> 기존의 연구는 사용자가 전체 대역을 사용하는 OFDM 방식에 한해 수행 되었으며, 이러한 방식은 대칭되는 각각의 부반송파를 모두 알기 때문에 Alamouti 기법을 적용한 주파수 영역에서의 연속한 2개의 프리앰블을 이용하여 송수신기에서 발생하는 I/Q 불균형을 추정 할 수 있다. 하지만 전체 대역을 여러 개의 부채널로 나누어 여러 사용자가 동시에 사용하는 OFDMA 상향링크의 경우, 임의의 부반송파가 한 사용자에게 할당되어도 그것과 대

칭되는 부반송파가 같은 사용자에게 할당되지 않기 때문에, 대칭되는 부반송파 사이에 상호 간섭으로 발생하는 I/Q 불균형 성분을 추정할 수 없게 된다. 이는 서로 다른 부채널간 간섭으로 작용하여 성능 열화와 높은 SNR에서도 성능이 향상되지 않는 에러 플로어를 발생시키는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <7> 상기와 같은 문제점을 해결하기 위해 본 발명은 무선통신시스템의 상향링크에서 현재 사용되고 있는 부채널 할당 방식 하에서 부채널에 존재하는 부반송파를 대칭되게 배치함으로써 I/Q 불균형 성분에 의한 성능 저하를 해결하기 위한 새로운 부채널 할당 방법 및 채널 추정 방법을 제공하는데 그 목적이 있다.

과제 해결수단

- <8> 상기 목적을 달성하기 위해, 본 발명은 적어도 하나의 부채널을 이용하는 무선통신시스템에서 복수의 부반송파를 부채널로 할당하는 방법에 있어서, 복수의 부반송파로부터 선택된 제1 개수의 부반송파로 구성된 복수의 타일을 생성하는 단계; 및 상기 복수의 타일 중 제2 개수씩 타일을 묶어서 적어도 하나의 부채널을 할당하는 단계;를 포함하되, 상기 각 부채널 내에 존재하는 복수의 부반송파는 서로 대칭되게 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법을 제공한다.
- <9> 상기 부채널을 할당하는 단계는 상기 복수의 타일을 대칭되게 할당하는 단계; 및 상기 각 타일에 상기 복수의 부반송파에 포함되는 파일럿 부반송파 및 데이터 부반송파를 할당하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <10> 상기 각 타일 내에서, 상기 파일럿 부반송파 값과 상기 파일럿 부반송파 값의 음의 공액 값이 대각선 위치에 서로 대칭되도록 배치되며, 상기 제1 개수는 4개이고, 상기 제2 개수는 6개인 것을 특징으로 한다.
- <11> 또한 상기 목적을 달성하기 위해, 본 발명은 적어도 하나의 부채널을 이용하는 무선통신시스템에서 상기 부채널을 통해 전송된 부반송파 값의 왜곡을 수정하는 방법에 있어서, 부채널을 통해 전송된 부반송파를 수신하는 단계; 및 상기 부반송파에 포함되는 파일럿 부반송파 값을 이용하여 상기 부반송파에 포함되는 데이터 부반송파 값의 왜곡을 추정 및 수정하는 단계;를 포함하되, 상기 각 부채널 내에 존재하는 복수의 부반송파는 서로 대칭되게 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크 부채널에서 대칭되게 배치된 부반송파들을 통해 전송된 부반송파 값의 왜곡을 수정하는 방법을 제공한다.
- <12> 상기 데이터 부반송파 값의 왜곡은 상기 파일럿 부반송파 값에 대한 선형 보간을 통해 추정되는 것을 특징으로 한다.
- <13> 또한 상기 목적을 달성하기 위해, 본 발명은 적어도 하나의 부채널을 이용하는 무선통신시스템에서 복수의 부반송파를 부채널로 할당하는 장치에 있어서, 복수의 부반송파로부터 선택된 제1 개수의 부반송파로 구성된 복수의 타일을 생성하고, 상기 복수의 타일 중 제2 개수씩 타일을 묶어서 적어도 하나의 부채널을 할당하는 부채널할당부;를 포함하되, 상기 각 부채널 내에 존재하는 복수의 부반송파는 서로 대칭되게 배치되는 것을 특징으로 하는 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 장치를 제공한다.
- <14> 상기 부채널할당부는 상기 복수의 타일을 대칭되게 할당하는 타일할당부; 및
- <15> 상기 각 타일에 상기 복수의 부반송파에 포함되는 파일럿 부반송파를 할당하는 파일럿부반송파할당부; 및 상기 각 타일에 상기 복수의 부반송파에 포함되는 데이터 부반송파를 할당하는 데이터부반송파할당부;를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <16> 상기 각 타일 내에서, 상기 파일럿부반송파할당부는 상기 파일럿 부반송파 값과 상기 파일럿 부반송파 값의 음의 공액 값을 대각선 위치에 서로 대칭되도록 배치하는 것을 특징으로 한다.
- <17> 또한 상기 목적을 달성하기 위해, 본 발명은 상기 방법들 중 어느 한 방법을 실행시키기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터 판독 가능한 기록매체를 제공한다.

효과

- <18> 본 발명에 따른 무선통신시스템의 상향링크에 새로운 부채널 할당 방법을 적용하여 I/Q 불균형 성분을 추정/보상하는 경우, I/Q 불균형 성분이 존재하지 않을 때의 성능과 거의 비슷한 성능을 얻을 수 있는 효과가 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <19> 본 발명에서 사용되는 용어는 가능한 한 현재 널리 사용되는 일반적인 용어를 선택하였으나, 특정한 경우는 출원인이 임의로 선정한 용어도 있으며, 이 경우는 해당되는 발명의 상세한 설명 부분에서 그 의미를 기재하였으므로 단순한 용어의 명칭이 아닌 용어가 가지는 의미로 본 발명을 파악하여야 한다.
- <20> 이하 상기의 목적을 구체적으로 실현할 수 있는 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 설명하지만, 본 발명이 상기 실시예들에 의해 제한되거나 한정되는 것은 아니다.
- <21> 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 무선통신시스템의 송신기 구조를 나타내는 블록도이다. 도 1을 참조하면, 본 발명에 따른 무선통신시스템은 OFDMA 방식을 이용하는 Wibro(Wireless Broadband) 시스템을 포함하며, 상기 Wibro 시스템에만 한정되지 않고 다른 통신시스템에도 적용될 수 있다. 상기 송신기는 부채널할당부(100), 직렬/병렬변환부(200), 파일럿심벌삽입부(300), IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)(400), 병렬/직렬변환부(500), 보호구간삽입부(600), D/A변환부(700), RF처리부(800)를 포함한다.
- <22> 상기 부채널할당부(100)는 부호화된 신호를 입력받아 부채널을 할당한다. 부채널을 할당하는 방법은 도 4 내지 도 7을 참조하여 후술한다. 상기 직렬/병렬변환부(200)는 부채널할당부(100)에서 출력된 부채널 및 밴드가 할당된 직렬 변조 심벌들을 입력받아 병렬 신호로 변환한다. 상기 파일럿심벌삽입부(300)는 병렬 신호에 파일럿 심벌들을 삽입한다.
- <23> 상기 IFFT(400)는 파일럿 심벌이 삽입된 신호를 N-포인트 IFFT를 수행하고, 상기 병렬/직렬변환기(500)는 IFFT가 수행된 신호를 직렬 신호로 변환한다. 상기 보호구간삽입부(600)는 상기 직렬 신호에 보호 구간 신호를 삽입한다. 상기 보호 구간 신호는 OFDMA 통신 시스템에서 OFDM 심벌열을 송신할 때, 이전 OFDM 심벌 시간에 송신된 이전 OFDM 심벌과, 현재 OFDM 심벌 시간에 송신되는 현재 OFDM 심벌간의 간섭을 제거하기 위해서 삽입된다.
- <24> 상기 D/A변환부(700)는 보호 구간 신호가 삽입된 직렬 신호를 아날로그 신호로 변환하고, 상기 RF처리부(800)는 상기 아날로그 신호를 공기 중에서 전송 가능하도록 RF처리하고, RF 처리된 신호는 송신 안테나를 통해 무선망으로 송출된다.
- <25> 도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 부채널할당부의 상세 블록도이다. 도 2를 참조하면, 상기 부채널할당부(100)는 타일할당부(110), 파일럿부반송파할당부(120) 및 데이터부반송파할당부(130)를 포함한다.
- <26> 상기 타일할당부(110)는 복수의 부반송파 중 특정한 개수(이하, “제1 개수”라 한다)의 부반송파를 선택하여 복수의 타일을 생성하고, 복수의 타일들 중 특정한 개수(이하, “제2 개수”라 한다)의 타일씩 묶어서 부채널을 생성한다. 예를 들면, 210개의 부반송파 중에서 4개씩 선택하여 타일을 생성하고, 6개의 타일을 묶어서 하나의 부채널을 생성할 수 있다. 상기 타일의 구조는 도 4를 참조하여 후술한다.
- <27> 상기 파일럿부반송파할당부(120)는 상기 타일에 파일럿 부반송파(Pilot carrier)를 할당한다. 본 발명에 따른 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법 및 장치에서, 상기 파일럿 부반송파는 부채널 상에서 서로 대칭되게 할당된다. 파일럿 부반송파를 할당하는 방법은 도 7을 참조하여 후술된다. 상기 데이터부반송파할당부(130)는 상기 타일에 데이터 부반송파(Data carrier)를 할당한다.
- <28> 도 3은 본 발명의 일실시예에 따른 무선통신시스템의 수신기 구조를 나타내는 블록도이다. 도 3을 참조하면, 상기 수신기는 RF처리부(900), A/D변환부(1000), 보호구간제거부(1100), 직렬/병렬변환부(1200), FFT(1300) 및 채널추정및보상부(1400)를 포함한다.
- <29> 상기 수신기의 구성요소들은 채널추정및보상부(1400)를 제외하고 도 1에 도시된 송신기의 구성요소들과 동일하거나 유사하므로, 당업자가 쉽게 각 구성요소들의 기능을 쉽게 이해할 수 있으므로 구체적인 설명을 생략한다.
- <30> 상기 채널추정및보상부(1400)는 수신된 파일럿 부반송파를 이용하여 I/Q불균형과 무선채널 특성이 결합된 왜곡 성분을 추정하고, 상기 왜곡성분을 수신된 데이터 부반송파에 적용하여 원하는 데이터를 획득한다. 상기 왜곡성분의 추정 및 부반송파에 적용 방법은 도 8을 참조하여 후술된다.
- <31> 이하에서 설명의 편의상 Wibro 시스템을 예로하여 본 발명에 따른 무선통신시스템의 상향링크에서 I/Q 불균형 성분을 추정하기 위한 부채널 할당 방법을 기술한다.
- <32> 도 4는 Wibro 상향링크 부채널에서 이용되는 타일 구조를 나타낸다. Wibro 상향링크는 PUSC(Partial Usage of Subchannels) 순열에 대하여 35개의 부채널을 지원하고, 여러 송신기가 하나 이상의 부채널에 할당된다. 이때 1

개의 부채널은 6개의 타일(Tile)로 이루어지게 되는데, 이때 1개의 타일은 3개의 연속되는 심볼 구간내의 인접한 4개의 부반송파를 모아 블록화하여 부채널을 구성하기 위해 만들어진 기본 할당 단위이다.

<33> 사용되는 주파수 대역은 총 210개의 타일로 나누어지고, 인접하는 35개의 타일들을 묶어 6개의 그룹을 만든다. 하나의 부채널은 이 6개의 그룹에서 표준에 규정된 방식에 따라 타일 한 개씩을 선택하여 만들어진다.

<34> 도 5는 본 발명의 일실시예에 따른 부채널 할당 과정을 나타낸다. 도 5에 도시된 복수의 타일에서 제2 개수의 타일을 묶어서 부채널을 할당하는 방법은 종래의 Wibro 시스템에도 이용되는 방식이나, 본 발명은 종래와 같이 복수의 타일에서 제2 개수의 타일을 묶어서 부채널을 할당하는 방법을 이용하되, 부채널을 구성하는 방식이 다르다는 점에 특징이 있다. 본 발명에 따른 부채널 할당 방법은 도 7을 참조하여 후술된다.

<35> 종래의 부채널 할당 방식은 대칭되는 부반송파가 한 사용자에게 할당되지 않게 하므로, I/Q 불균형이 발생 하였을 때, 상기 I/Q 불균형을 추정할 수 없게 한다. Wibro 상향링크의 송수신기가 RF 단에서 모두 직접변환 방식을 사용한다면, I/Q 불균형은 송수신기 모두에 존재하게 된다. OFDMA 시스템의 송수신기에서 I/Q 불균형 모델은 우선 송수신기에서 발생하는 I/Q 불균형을 각각 모델링 한 후에 채널의 영향과 합쳐 전체 시스템의 I/Q 불균형을 동시에 모델링 할 수 있다.

<36> 도 6은 주파수 선택적 페이딩 채널과 송수신 I/Q 불균형이 결합된 기저대역 시스템의 등가모델이다. 도 6에서

송신 I/Q 불균형 성분에 의해 왜곡된 시간 영역의 신호 $S_d(t)$ 는 아래의 수학식1 및 수학식2와 같이 표현될 수 있다.

수학식 1

$$s_d(t) = \alpha s(t) + \beta s^*(t)$$

<37>

수학식 2

$$\alpha = \cos\theta_{tx} + j\epsilon_{tx}\sin\theta_{tx}$$

$$\beta = \epsilon_{tx}\cos\theta_{tx} + j\sin\theta_{tx}$$

<38>

<39> 수학식2에서 ϵ_{tx} 와 θ_{tx} 는 송신기에서의 이득 및 위상 불균형 성분을 나타내고, $S^*(t)$ 는 I/Q

불균형이 발생하지 않은 $S(t)$ 의 공액 복소수 신호를 나타낸다. 이후, 송신 RF 단에서 왜곡된 송신신호

$S_d(t)$ 는 주파수 선택적 페이딩 채널 $h(t)$ 를 통과한 후, $r(t)$ 의 형태로 수신되며, 아래의 수학식3으로 표현될 수 있다.

수학식 3

$$r(t) = s_d(t) * h(t) + n(t)$$

<40>

<41> 수학식3에서는 $n(t)$ 평균이 0, 분산이 σ^2 인 복소 백색 부가 잡음 (AWGN Additive White Gaussian

Noise)을 나타내고, $h(t)$ 는 채널 임펄스 응답, $*$ 는 컨볼루션 기호를 나타낸다. 여기서 수신 신호

$r(t)$ 는 송신기에서와 같이 직접변환에 의한 왜곡이 발생하게 되고 이를 시간영역에서 표현하면 아래의 수학식4 및 수학식5와 같다.

수학식 4

$$r_d(t) = \gamma r(t) + \delta r^*(t)$$

<42>

수학식 5

$$\begin{aligned} \gamma &= \cos\theta_{rx} + j\epsilon_{rx}\sin\theta_{rx} \\ \delta &= \epsilon_{rx}\cos\theta_{rx} + j\sin\theta_{rx} \end{aligned}$$

<43>

<44> 수학식4와 수학식5에서 γ 와 δ 는 수신기에서의 왜곡 성분을 나타내고, ϵ_{rx} 와 θ_{rx} 는 각각 수신기에서의 이득 및 위상 불균형 값을 나타낸다. 수학식4를 주파수 영역의 신호로 표현하기 위해 FFT를 적용하면 아래의 수학식6과 같다.

수학식 6

$$\begin{aligned} R_d(k) &= FFT\{\gamma r(t) + \delta r^*(t)\} \\ &= \gamma R(k) + \delta R^*(-k), k=0,1,...,N-1 \end{aligned}$$

<45>

<46> 수학식6에서 k 는 OFDM 심볼 내의 부반송파 인덱스, N 은 전체 부반송파 수, $-k$ 는 $N-k$ 를

의미한다. 수학식4에서 FFT는 입력신호를 주기신호로 간주하므로 k 번째 부반송파와 $-k$ 번째 부반송파는 서로 간에 간섭으로 작용한다.

<47> 이제 수학식1, 수학식3 및 수학식4를 결합하고, 수학식6의 행렬식을 이용하여 시스템 전체의 I/Q 불균형으로 인한 영향을 주파수 영역에서 행렬식으로 나타내면 수학식7a과 같이 표현될 수 있다.

수학식 7a

$$\mathbf{R}_d(k) = \mathbf{G}(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{W}(k)$$

$$k = 1, 2, \dots, N-1$$

<48>

<49> 여기서, 수학식7a에서 각 성분은 아래의 수학식들로 표현될 수 있다.

수학식 7b

$$\mathbf{R}_d(k) \equiv \begin{bmatrix} R_{d,l}(k) & R_{d,m}^*(-k) \end{bmatrix}^T$$

<50>

수학식 7c

$$\mathbf{G}(k) \equiv \begin{bmatrix} g_1(k) & g_2(k) \end{bmatrix}^T$$

<51>

수학식 7d

$$\mathbf{S}(k) \equiv \begin{bmatrix} S_l(k) & S_m^*(-k) \end{bmatrix}^T$$

<52>

수학식 7e

$$\mathbf{W}(k) \equiv \begin{bmatrix} W(k) & W^*(-k) \end{bmatrix}^T$$

<53>

수학식 7f

$$g_1(k) = \begin{bmatrix} \alpha\gamma h(k) + \beta^*\delta h^*(-k) \\ \beta\gamma h(k) + \alpha^*\delta h^*(-k) \end{bmatrix}$$

<54>

수학식 7g

$$g_2(k) = \begin{bmatrix} \alpha \delta^* h(k) + \beta^* \gamma^* h^*(-k) \\ \beta \delta^* h(k) + \alpha^* \gamma^* h^*(-k) \end{bmatrix}$$

<55>

<56> 위 수학식들에서 $R_d(k)$, $G(k)$, $S(k)$, $W(k)$ 는 각각 주파수 영역에서의 왜곡을 겪은 수신신호 행렬, 채널과 결합된 송수신 왜곡 성분 행렬, 송신신호 행렬 그리고 수신기에서 I/Q 불균형에 의해 왜곡된 잡음 성분 행렬을 나타낸다. l, m 은 $1 \leq l, m \leq M$ 으로 서로 다른 사용자를 나타내

고, M 은 WiBro 상향링크를 사용하는 전체 사용자 수를 나타낸다. I/Q불균형으로 인한 영향은 아래의 수학식8a 및 수학식8b에서 확인할 수 있다.

<57> 원하는 수신신호를 살펴보기 위해, 수학식7a을 다시 정리하면 아래의 수학식8a 및 수학식8b와 같이 표현될 수 있다.

수학식 8a

$$R_{d,l}(k) = OS_l(k) + PS_m^*(-k)$$

<58>

수학식 8b

$$R_{d,m}^*(-k) = US_l(k) + VS_m^*(-k)$$

<59>

<60> 여기서, 수학식8a 및 수학식 8b의 각 성분은 아래의 수학식들로 표현될 수 있다.

수학식 8c

$$S_l, S_m \in \{S_1, S_2, \dots, S_M\}$$

<61>

수학식 8d

$$R_{d,l}, R_{d,m} \in \{R_{d,1}, R_{d,2}, \dots, R_{d,M}\}$$

<62>

수학식 8e

$$O \equiv \alpha \gamma h(k) + \beta^* \delta h^*(-k)$$

<63>

수학식 8f

$$P \equiv \beta \gamma h(k) + \alpha^* \delta h^*(-k)$$

<64>

수학식 8g

$$U \equiv \alpha \delta^* h(k) + \beta^* \gamma^* h^*(-k)$$

<65>

수학식 8h

$$V \equiv \beta \delta^* h(k) + \alpha^* \gamma^* h^*(-k)$$

<66>

<67> OFDMA 시스템에서, I/Q 불균형이 발생하면 수학식8a에서 보듯, l 사용자의 k 번째 수신 부반송파 데이터

는 m 사용자의 $-k$ 번째 부반송파 데이터에 의해 $PS^*_m(-k)$ 만큼 간섭이 발생하게 된다. 기

존의 OFDM 방식과 같이, 전 대역을 한 사용자가 사용하여 k 와 $-k$ 번째 부반송파 모두를 알고 있다면, 두 부반송파와 Alamouti 기법이 적용된 연속된 2개의 프리엠블을 이용하여 왜곡 행렬의 성분

O, P, U, V 를 모두 추정할 수 있다.

<68> 그러나 전술한 것처럼, 전체 대역을 여러 개의 부채널로 나누어 여러 사용자에게 할당하는 OFDMA 시스템에서는

l 사용자의 k 번째 부반송파에 파일럿이 실려도 $-k$ 번째 부반송파는 m 이라는 다른 사용자에게 할당되므로 I/Q 불균형으로 발생한 왜곡 행렬을 추정할 수 없게 된다. 이는 곧 부채널간 간섭으로 작용하여, 심각한 성능 열화 및 에러 플로어 현상을 초래할 수 있다.

<69> Wibro 상향링크에서 발생하는 I/Q 불균형을 추정하기 위해서는, 부채널을 이루는 6개의 타일이 2개씩 쌍을 이루어 대칭된 위치에 있고, 타일에 위치한 파일럿 반송파들도 각각 대칭된 위치에 존재해야 한다. 이를 위해, 본 발명은 부채널을 구성하는 타일 할당 방식을 다르게 하여 하나의 부채널에 존재하는 부반송파들을 서로 대칭되게 배치하여 I/Q불균형 성분을 추정할 수 있다.

<70> 수학식7a에서 I/Q불균형 성분을 추정하기 위해, 제한된 타일 할당 방법은 기존의 할당 방법을 그대로 사용하는 것을 기본으로 하되, 생성된 6개의 타일 중, 상위 3개의 타일

$$Tiles(s,0), Tiles(s,1), Tiles(s,2)$$

만 그대로 사용하고, 나머지 3개의 타일은 아래의 수학식9a, 수학식9b 및 수학식9c과 같이 할당하여 6개의 타일이 각각 대칭이 되어 하나의 부채널을 생성한다.

수학식 9a

$$Tiles(s,3) = 209 - Tiles(s,2)$$

<71>

수학식 9b

$$Tiles(s,4) = 209 - Tiles(s,1)$$

<72>

수학식 9c

$$Tiles(s,5) = 209 - Tiles(s,0)$$

<73>

<74>

도 7은 본 발명의 일실시예에 따른 새로운 타일 할당 방식을 도시한다. 도 7을 참조하면, 한 개의 부채널에 할당되는 타일을 각각 대칭을 이루게 하고, Alamouti 기법이 적용된 파일럿을 이용하면, 기존의 방법으로 왜곡행

렬 $G(k)$ 를 추정할 수 있다. 즉, 상기 수학식9a, 수학식9b 및 수학식9c를 이용하여 타일을 할당한 후에,

파일럿 부반송파를 서로 대칭되도록 할당하고, 데이터 부반송파를 할당한다. 도 7에서 k 번째 부반송파와

$-k$ 번째 부반송파가 대칭되며, $k+3$ 번째 부반송파와 $k-3$ 번째 부반송파가 서로 대칭되게 배치된다. 이때, 파일럿 부반송파는 부채널 상에서 서로 대각선으로 대칭된다. 즉, 파일럿 부반송파 값과 상기 파

일럿 부반송파의 음의 공액 값이 대각선 위치에 배치된다. 예를 들면, 도 7에서 P_6 파일럿 부반송파와

P_6 의 음의 공액 값($-P_6^*$)이 서로 대각선 위치에서 배치됨을 알 수 있다.

<75>

도 8은 본 발명의 일실시예에 따른 I/Q 불균형에 의한 왜곡값을 추정하는 방법을 도시한다. Wibro 상향링크에서 1개의 부채널에 할당된 타일구조와 파일럿은 아래의 수학식9d와 같이 표현될 수 있다.

수학식 9d

$$P(K) = \begin{pmatrix} P_i(k) & -P_j^*(k) \\ P_j(-k) & P_i(-k) \end{pmatrix}$$

$i=0 \leq i \leq 5, \quad j=11-i, \quad i, j \text{는 정수}$

<76>

<77> 수학식9d에서 P_i 와 P_j 는 첫 번째 심볼에 존재하는 서로 대칭된 위치에 있는 파일럿 신호이고, P_i^*

와 $-P_j^*$ 는 2X2 정칙행렬을 만들기 위해 Alamouti 구조가 적용된 3번째 심볼에 존재하는 대칭된 위치에 있는 파일럿 신호를 나타낸다.

<78>

첫 번째 심볼의 파일럿과 세 번째 심볼의 파일럿은 채널의 주파수 특성과 송수신 I/Q 불균형에 의해 왜곡되어 수신되고, 아래의 수학식9e 및 수학식9f과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9e

$$R_d'(k) = G(k) \begin{bmatrix} P_i(k) \\ P_j(-k) \end{bmatrix} + W'(k)$$

<79>

수학식 9f

$$R_d''(k) = G(k) \begin{bmatrix} -P_j^*(k) \\ P_i^*(-k) \end{bmatrix} + W''(k)$$

<80>

<81> 여기서 $R_d'(k)$ 와 $R_d''(k)$ 는 각각 수신된 첫 번째 심볼의 파일럿과 세 번째 심볼의 파일럿 신호를 주파수 영역에서 나타낸 것이다. 3 심볼 구간 동안 채널의 특성이 동일하게 유지되므로 위의 두 식을 결합하고 수학식7a을 이용하여 왜곡된 파일럿 신호를 아래의 수학식9g과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9g

$$\begin{aligned} R_P(k) &= \begin{bmatrix} R_d'(k) & R_d''(k) \end{bmatrix} \\ &= G(k) \begin{bmatrix} P_i(k) & -P_j^*(k) \\ P_j(-k) & P_i^*(-k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W'(k) & W''(k) \end{bmatrix} \\ &= G(k)P(k) + W(k) \end{aligned}$$

<82>

<83>

수신 측에서 이미 알고 있는 파일럿 신호를 이용하여 $P(k)$ 를 이용하여 왜곡행렬 $G(k)$ 을 아래의 수학식9h과 같이 추정할 수 있다.

수학식 9h

$$\begin{aligned}\tilde{G}(k) &= R_p(k)P^{-1}(k) \\ &= [G(k)P(k) + W(k)]P^{-1}(k) \\ &= G(k) + \tilde{W}(k)\end{aligned}$$

<84>

<85>

위의 과정을 1개의 부채널을 이루는 6개의 타일에 대하여 반복하면 도 8에 도시된 것과 같이

$G_{00}, G_{02}, G_{30}, G_{32}$ 의 파일럿 부반송파 위치의 왜곡행렬 값을 추정할 수 있다. 이를 이용하여 나머지 데이터 부반송파의 왜곡행렬 값 추정은 선형 보간법을 이용하여 아래의 수학식들과 같이 계산될 수 있다.

수학식 9i

$$G_{10} = \frac{1}{3}(2 \cdot G_{00} + G_{30})$$

<86>

수학식 9j

$$G_{20} = \frac{1}{3}(2 \cdot G_{30} + G_{00})$$

<87>

수학식 9k

$$G_{12} = \frac{1}{3}(2 \cdot G_{02} + G_{32})$$

<88>

수학식 9l

$$G_{22} = \frac{1}{3}(2 \cdot G_{32} + G_{02})$$

<89>

수학식 9m

$$G_{01} = \frac{1}{2}(2 \cdot G_{00} + G_{02})$$

<90>

수학식 9n

$$G_{11} = \frac{1}{2}(2 \cdot G_{10} + G_{12})$$

<91>

수학식 9o

$$G_{21} = \frac{1}{2}(2 \cdot G_{20} + G_{22})$$

<92>

수학식 9p

$$G_{31} = \frac{1}{2}(2 \cdot G_{30} + G_{32})$$

<93>

<94> 부채널에 새로운 타일 할당 방식을 적용할 경우, 수학식7a로부터 송수신기에서 I/Q 불균형이 발생하면, 대칭되

는 부반송파 간에 확산이 발행하여 송신신호 $S(k)$ 는 $h(k)$ 와 $h^*(-k)$ 를 동시에 통과하게 된다. 그러므로 적당한 수신기 알고리즘을 적용할 경우, 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며 기존의 간섭억제 기법에 비해 성능을 향상시킬 수 있다.

<95> 송신신호 $S(k)$ 는 I/Q 불균형에 의한 간섭 신호를 아래의 수학식10과 같이 등화 과정을 통해 복구 할 수 있다.

수학식 10

$$\begin{aligned}\hat{S}(k) &= Q_{ZF}(k)R_d(k) \\ Q_{ZF}(k) &\equiv \tilde{G}^{-1}(k)\end{aligned}$$

<96>

<97> 여기서 등화 행렬 $Q_{ZF}(k)$ 는 ZF(Zero Forcing)을 수행하기 위한 행렬이고, $\tilde{G}(k)$ 는 추정

된 왜곡행렬, $(\cdot)^{-1}$ 는 역행렬을 나타낸다. ZF기법으로 수신 신호를 검출 할 경우, I/Q 불균형이 없는 경우의 수신 성능에는 근접하지만, I/Q 불균형으로부터 다이버시티 이득을 획득 할 수 없다.

<98> 추정된 왜곡행렬 $\tilde{G}(k)$ 를 이용하여, 아래의 수학적식11로 표현되는 ML(Maximum Likelihood) 검출 방식을 통하여 수신 신호를 검출 할 수 있다.

수학적식 11

$$\hat{S}(k) = \arg \min_{S(k)} \| R_d(k) - \tilde{G}(k)S(k) \|$$

<99>

<100> 이와 같은 ML 검출 방식은 최적의 성능을 제공하고, I/Q 불균형이 존재하고 주파수 선택적 특성을 갖는 환경에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그러나 변조 차수가 증가함에 따라 연산량이 지수적으로 증가해 고차 변조 방식에서는 구현이 어렵다는 단점이 있다.

<101> ML 기법으로 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, 변조차수에 따른 연산량 증가로 구현이 어렵기 때문에, 연산 복잡도는 줄이면서 성능은 ML에 근접하는 OSIC 기법을 통하여 수신신호를 검출 할 수 있다.

<102> I/Q 불균형이 발생하면 두 대칭 부반송파 간의 비균일 확산이 일어나므로 채널 행렬 $G(k)$ 의 각 원소가 달

라지며, 채널 계수 $h(k)$ 와 $h^*(-k)$ 에 따른 SNR 차가 발생하므로 V-BLAST에서 송신 신호 검출을 위해 사용하는 OSIC 방식을 적용 할 수 있다.

<103> 도 9는 본 발명의 일실시예에 따른 부채널 할당 방법을 이용하는 경우 성능 향상의 효과를 도시하는 그래프이다. 즉 도 9는 Wibro 상향링크에서 I/Q 불균형이 발생할 경우, 기존의 타일 할당 방식으로 부채널을 구성할 때와 새로운 타일 할당 방식으로 부채널을 구성하여 I/Q 불균형을 추정 보상할 때의 성능을 비교하기 위해, I/Q 불균형이 없는 경우와 기존의 타일 할당 방법을 사용하여 채널을 보상한 결과를 비교한 결과를 나타낸다.

<104> 왜곡된 수신 신호를 보상에 주기 위한 왜곡 행렬 $G(k)$ 는 3.1절에서 제안한 새로운 부채널 할당 기법을 적용한 파일럿을 이용하여 추정하였으며, 도 9에서 "No IQ Imbalances"는 I/Q불균형 성분이 존재 하지 않을 때의 통상적인 수신기에서의 채널 추정 성능을 나타낸 것이고, "IQ Imbalances/ZF", "IQ Imbalances/ML", "IQ Imbalances/OSIC"는 본 발명에 따른 새로운 타일 할당 방식을 적용하였을 때, 각각의 수신 신호 검출 기법 하에서의 성능을 나타낸 것이다. 마지막으로 "IQ Imbalances/Conventional"은 I/Q 불균형이 존재할 때, 기존의 타일 할당 방식에서의 I/Q 불균형 성분을 고려하지 않은 통상적인 수신기 성능을 나타낸 것이다.

<105> Wibro 상향링크에서 송수신기에 I/Q 불균형이 발생할 경우, 기존의 타일 할당 방식에서는 I/Q 불균형 성분을 추정할 수 없기 때문에 도 9에서 확인 할 수 있듯이 큰 성능 저하를 보인다. 본 발명에 따른 새로운 타일 할당 방식을 적용하는 경우, ZF 방식으로 검출한 성능이 IQ 불균형이 없는 경우의 성능과 거의 비슷해지는 효과가 있다.

<106> 이상과 같이 본 발명에서는 구체적인 구성 요소 등과 같은 특정 사항들과 한정된 실시예 및 도면에 의해 설명되었으나 이는 본 발명의 보다 전반적인 이해를 돕기 위해서 제공된 것일 뿐, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다.

<107> 따라서, 본 발명의 사상은 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니되며, 후술하는 특허청구범위뿐만 아니라 이 특허청구범위와 균등하거나 등가적 변형이 있는 모든 것들은 본 발명 사상의 범주에 속한다고 할 것이다.

도면의 간단한 설명

<108> 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 무선통신시스템의 송신기 구조를 나타내는 블록도

<109> 도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 부채널할당부의 상세 블록도

<110> 도 3은 본 발명의 일실시예에 따른 무선통신시스템의 수신기 구조를 나타내는 블록도

<111> 도 4는 Wibro 상향링크 부채널에서 이용되는 타일 구조를 나타내는 그림

<112> 도 5는 본 발명의 일실시예에 따른 부채널 할당 과정을 나타내는 그림

<113> 도 6은 주파수 선택적 페이딩 채널과 송수신 I/Q 불균형이 결합된 기저대역 시스템의 등가모형을 나타내는 블록도

<114> 도 7은 본 발명의 일실시예에 따른 새로운 타일 할당 방식을 나타내는 그림

<115> 도 8은 본 발명의 일실시예에 따른 I/Q 불균형에 의한 왜곡값을 추정하는 방법을 나타내는 그림

<116> 도 9는 본 발명의 일실시예에 따른 부채널 할당 방법을 이용하는 경우 성능 향상의 효과를 나타내는 그래프

<117> <도면의 주요부분에 대한 부호의 설명>

<118> 100 : 부채널할당부 110 : 타일할당부

<119> 120 : 파일럿부반송과할당부 130 : 데이터부반송과할당부

<120> 200 : 직렬/병렬변환부 300 : 파일럿심벌삽입부

<121> 400 : IFFT 500 : 병렬/직렬변환부

<122> 600 : 보호구간삼입부 700 : D/A변환부

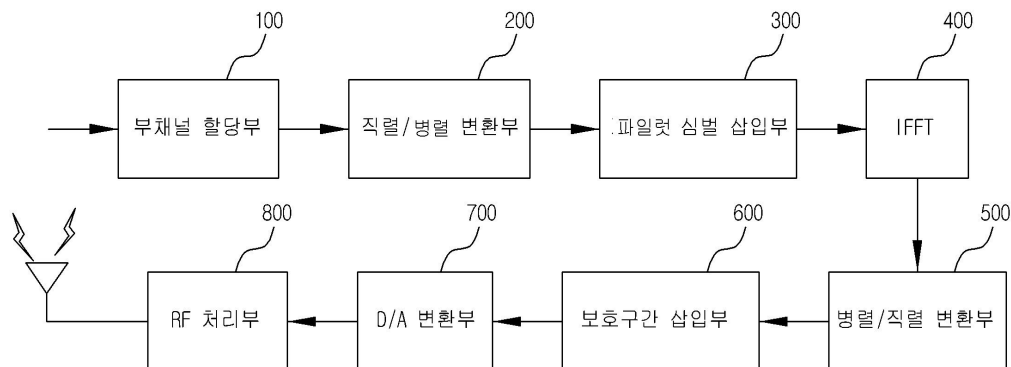
<123> 800, 900 : RF처리부 1000 : A/D변환부

<124> 1100 : 보호구간제거부 1200 : 직렬/병렬변환부

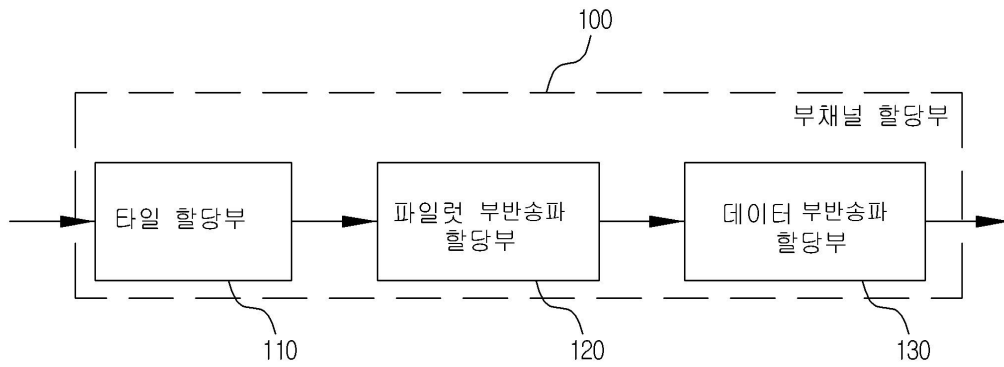
<125> 1300 : FFT 1400 : 채널추정및보상부

도면

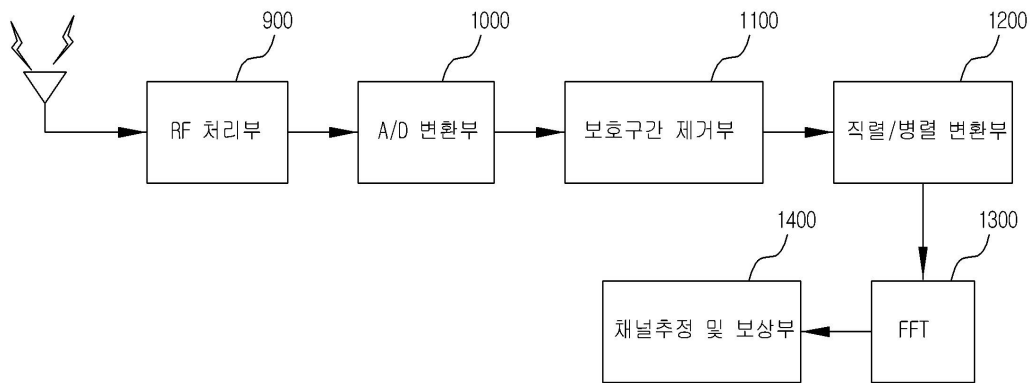
도면1



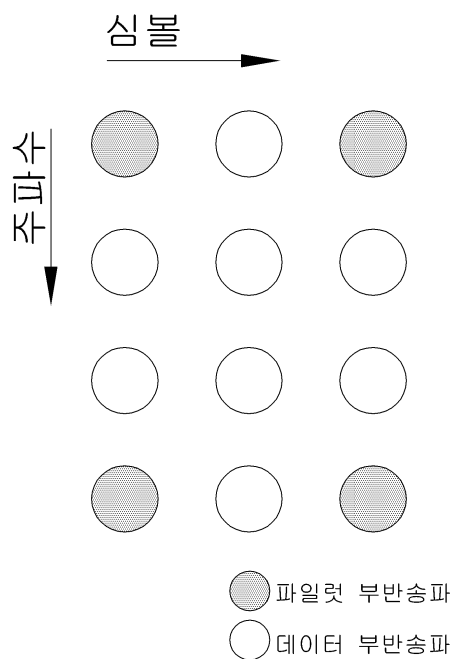
도면2



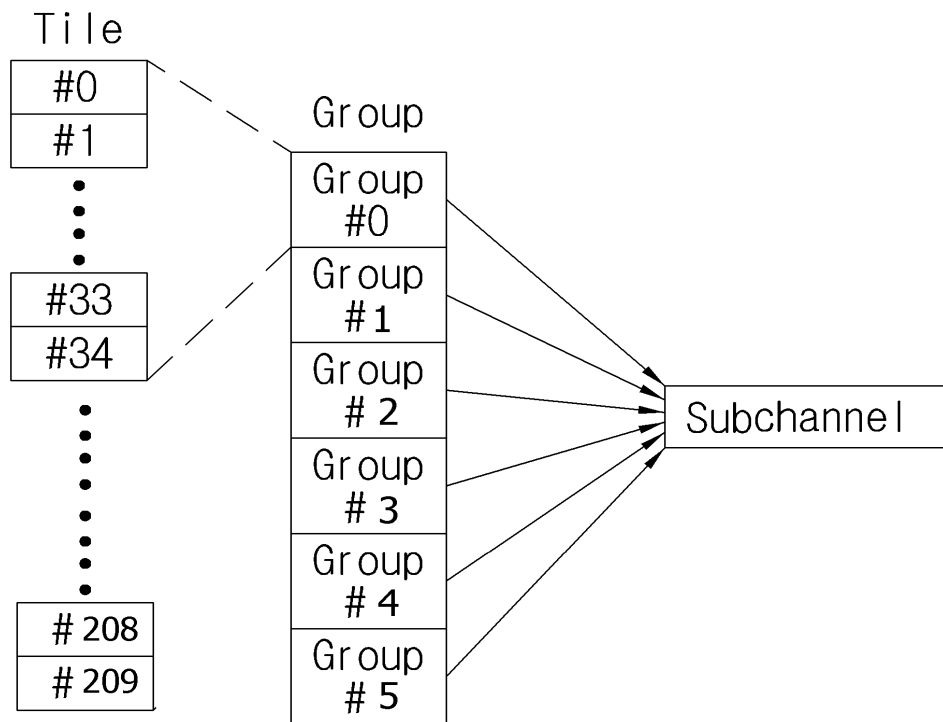
도면3



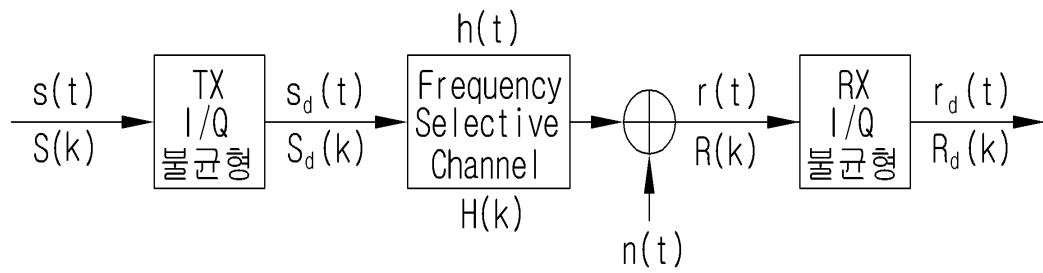
도면4



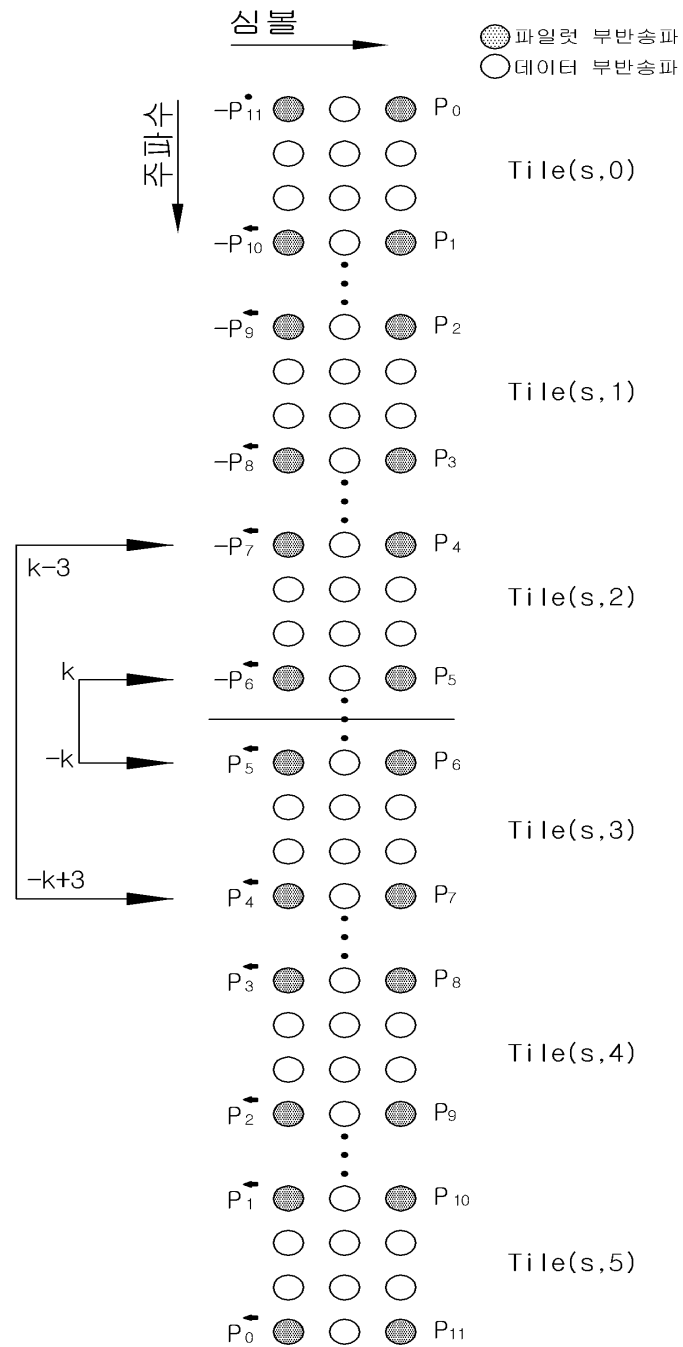
도면5



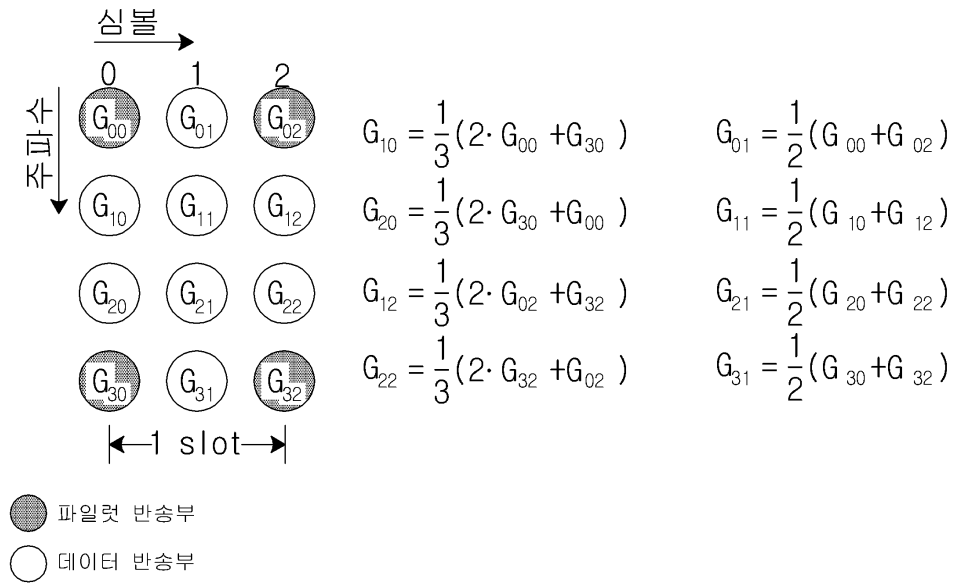
도면6



도면7



도면8



도면9

