



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 등록특허공보(B1)**

(45) 공고일자 2009년10월15일  
 (11) 등록번호 10-0922257  
 (24) 등록일자 2009년10월09일

(51) Int. Cl.

*H04L 27/26* (2006.01)

(21) 출원번호 10-2003-0076173

(22) 출원일자 2003년10월30일

심사청구일자 2007년11월23일

(65) 공개번호 10-2004-0041498

(43) 공개일자 2004년05월17일

(30) 우선권주장

JP-P-2002-00324952 2002년11월08일 일본(JP)

JP-P-2003-00044519 2003년02월21일 일본(JP)

(56) 선행기술조사문헌

Dukhyun Kim et al.: "residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting" IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 16, no. 8, October 1998\*

JP13094524 A\*

JP05075568 A\*

\*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

후지쯔 가부시끼가이샤

일본국 가나가와켄 가와사키시 나카하라꾸 가미고 다나카 4초메 1-1

(72) 발명자

요시다마코토

일본가나가와켄가와사키시나카하라꾸가미코다나카 4초메1-1후지쯔가부시끼가이샤내

(74) 대리인

구영창, 이중희, 장수길

전체 청구항 수 : 총 5 항

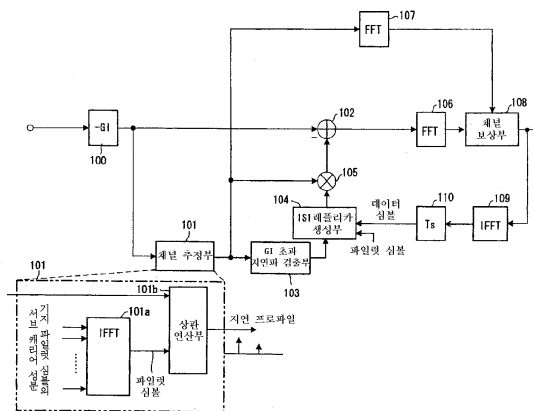
심사관 : 박부식

**(54) OFDM 전송 방식에서의 수신 장치**

**(57) 요약**

가드 인터벌을 초과한 지연파에 의한 심볼간 간섭 ISI 및 캐리어간 간섭 ICI를 저감하는 것을 과제로 한다. OFDM 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서, 채널 추정부(101)는 데이터의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연 파의 지연 프로파일을 측정하고, GI 초과 지연파 검출부(103)는 지연 프로파일로부터 데이터의 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, ISI 레플리카 생성부(104)는 심볼간 간섭 부분에 따른 기지의 심볼의 시간 파형 부분 혹은 이전 심볼의 시간 파형 부분을 ISI 레플리카로서 발생하며, 감산부(102)는 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하고, FFT 연산부(106)는 감산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조한다.

**대표도**



**특허청구의 범위**

**청구항 1**

삭제

**청구항 2**

삭제

**청구항 3**

삭제

**청구항 4**

IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,

데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부와,

상기 지연 프로파일로부터 상기 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 ISI 레플리카를 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,

수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,

감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카(복원 레플리카)를 생성하는 수단과,

상기 복원 레플리카를, 상기 감산 출력에 가산하는 수단과,

가산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부

를 브랜치 마다 구비한 안테나 다이버시티 구성으로 하였을 때, 또한

각각의 브랜치에서의 ISI 부분의 영향도를 검출하여, ISI 부분의 영향이 작은 브랜치를 결정하는 수단과,

ISI 부분의 영향이 작은 브랜치의 복조 신호 복원 레플리카를 선택하는 수단을 포함하며,

각 브랜치는 상기 선택된 복조 신호 복원 레플리카를 사용하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

**청구항 5**

IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 다이버시티 수신 장치에 있어서,

데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부와,

상기 지연 프로파일로부터 상기 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 이전 심볼의 시간 파형 부분을 ISI 레플리카로서 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,

수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,

감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상하는 FFT/채널 보상 수단과,

복원 레플리카 생성 수단으로부터 출력하는 복조 신호 복원 레플리카(복원 레플리카)를, 상기 감산 출력에 가산하는 수단과,

가산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부,

를 브랜치마다 제공하며, 또한,

각 브랜치의 상기 FFT/채널 보상 수단으로부터 출력되는 신호를 캐리어마다 최대비 합성 혹은 선택 합성하고, 각 캐리어의 합성 신호에 IFFT 처리를 실시하여 상기 복원 레플리카를 생성하는 복원 레플리카 생성 수단과,

각 브랜치의 상기 데이터 복조부의 복조 신호를 캐리어마다 최대비 합성 혹은 선택 합성하여 출력하는 선택/합성부

를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

#### 청구항 6

IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 추가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,

데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부와,

상기 지연 프로파일로부터 상기 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 ISI 레플리카를 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,

수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,

감산 출력의 상기 ISI 부분에 "0"을 삽입하는 수단과,

상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카(복원 레플리카)를 생성하는 수단과,

상기 복원 레플리카를, 상기 "0" 삽입 수단으로부터 출력되는 신호의 상기 "0" 삽입된 ISI 부분에 가산하는 수단과,

가산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부

를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

#### 청구항 7

제6항에 있어서,

상기 IFFT 처리를 실시하여 복원 레플리카를 생성하는 수단과, 상기 복원 레플리카를, 상기 "0" 삽입 수단에 의해 "0" 삽입된 ISI 부분에 가산하는 수단과, 가산 결과에 FFT 처리를 실시하는 수단을, 다단으로 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

#### 청구항 8

삭제

#### 청구항 9

삭제

#### 청구항 10

IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 소정 길이의 가드 인터벌을 추가하여 송신된 신호를 수신하여 복조하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,

수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하여 지연 프로파일을 출력하는 수단과,

상기 지연 프로파일로부터 가드 인터벌 길이 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 수신 신호 부분의 파형을 정형하는 파형 정형부와,

상기 파형 정형부의 출력 신호에 FFT 처리, 채널 보상을 실시하고, 상기 채널 보상 후의 신호에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 수단과,

상기 복조 신호 복원 레플리카를 상기 수신 신호에 가산하는 수단과, 가산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

**명세서**

**발명의 상세한 설명**

**발명의 목적**

**발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술**

- <67> 본 발명은, IFFT(역 푸리에 변환) 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 관한 것으로, 특히, 가드 인터벌 이상의 지연과 발생하여도 심볼간 간섭이나 캐리어간 간섭을 감소하여 양호한 수신이 가능한 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치에 관한 것이다.
- <68> 광대역 무선 통신에서는, 멀티 패스 환경에 의한 주파수 선택성 페이징이 발생한다. 이 때문에, 전송 대역 폭을 주파수 선택성 페이징이 생기지 않도록 협대역(서브 캐리어)으로 분할하여 병렬 전송하는 멀티 캐리어 변조 방식이 유용하게 된다. 현재, 디지털 TV/음성 방송(일본, 유럽)이나 무선 LAN(IEEE802.11a) 등의 규격이 멀티 캐리어 변조 방식의 일종인 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식을 베이스로 하여 표준화되어 있다. 또한, 차세대 이동 통신 시스템에서도 OFDM 베이스의 변조 방식이 제안되어 있다.
- <69> 도 48의 (a)는 멀티 캐리어 전송 방식의 설명도로서, 직렬 병렬 변환부(1)는 직렬 데이터를 병렬 데이터로 변환하고, 각 저역 통과 필터(2a~2d)를 통하여 직교 변조부(3a~3d)에 입력한다. 도 48의 (a)에서는 4심볼 S1~S4로 이루어지는 병렬 데이터로 변환한다. 각 심볼은 동상 성분(In-Phase 성분) 및 직교 성분(Quadrature 성분)을 포함하고 있다. 직교 변조부(3a~3d)는 각 심볼을 도 48의 (b)에 도시한 주파수  $f_1 \sim f_4$ 를 갖는 서브 캐리어로 직교 변조하여, 합성부(4)는 각 직교 변조 신호를 합성하고, 송신부(도시 생략)는 합성 신호를 고주파수 신호로 업 변환하여 송신한다. 멀티 캐리어 전송 방식에서는, 서브 캐리어간의 직교성을 만족시키기 위해, 스펙트럼이 중첩되지 않도록 도 48의 (b)에 도시한 바와 같이 주파수가 배치된다. 도 48에서 직렬 병렬 변환부(1)는 직렬 데이터를 4 심볼의 병렬 데이터로 변환하였지만, 실제로는 예를 들면  $N=512$  혹은 1024개의 병렬 데이터로 변환하여, N개의 서브 캐리어로 멀티 캐리어 전송한다.
- <70> 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서는, 멀티 캐리어 전송의 n번째의 서브 캐리어에 의해 전송되는 변조파 대역 신호와 (n+1)번째의 서브 캐리어에 의해 전송되는 변조파 대역 신호의 상관이 "0"이 되도록 주파수 간격이 배치된다. 도 49의 (a)는 OFDM 전송 방식에 의한 송신 장치의 구성도로서, 직렬 병렬 변환부(5)는 직렬 데이터를 M개의 심볼(I+jQ, 복소수)로 이루어지는 병렬 데이터로 변환한다. IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)(6)는 M개의 심볼을 도 49의 (b)에 도시한 간격의 주파수를 갖는 서브 캐리어로 전송하는 것으로서 주파수 데이터에 역이산 푸리에 변환을 실시하여 시간 데이터로 변환하고, 가드 인터벌 삽입부(7)에서 가드 인터벌 GI를 삽입하고, 실수부, 허수부를 저역 통과 필터(8a, 8b)를 통하여 직교 변조부(9)에 입력한다. 직교 변조부(9)는 입력 데이터에 직교 변조를 실시하고, 송신부(도시 생략)에서 변조 신호를 고주파수 신호로 업 변환하여 송신한다. OFDM 전송 방식에 의하면, 도 49의 (b)에 도시한 주파수 배치가 가능해져서 주파수 이용 효율을 향상시킬 수 있다.
- <71> 도 50은 직렬 병렬 변환 설명도로서, 1 프레임의 송신 데이터의 앞쪽에 파일럿 P가 시간 다중되어 있다. 또, 파일럿 P는 도 51에 도시한 바와 같이 프레임 내에서 분산할 수도 있다. 1 프레임당 공통 파일럿이 예를 들면  $4 \times M$  심볼, 송신 데이터가  $28 \times M$  심볼이라고 하면, 직렬/병렬 변환부(5)로부터 병렬 데이터로서 최초의 4회까지 파일럿의 M 심볼이 출력되고, 이후, 병렬 데이터로서 28회 송신 데이터의 M 심볼이 출력된다. 이 결과, 1 프레임 기간에서 파일럿을 모든 서브 캐리어에 시간 다중하여 4회 전송할 수 있어, 수신측에서 상기 파일럿과 기지의 파일럿 신호와의 상관 연산을 행함으로써 서브 캐리어마다 채널을 추정하여 채널 보상이 가능해진다.
- <72> 도 52는 가드 인터벌 삽입 설명도이다. 가드 인터벌 삽입이란, M개의 서브 캐리어 샘플(=1 OFDM 심볼)에 따른 IFFT 출력 신호를 1 단위로 할 때, 그 선두에 말미 부분을 복사하는 것이다. 가드 인터벌 GI를 삽입함으로써 멀티 패스에 의한 심볼간 간섭(Inter Symbol Interference: ISI)의 영향을 없애는 것이 가능하게 된다.

- <73> 도 53은 지연과에 의한 부호간 간섭의 설명도로서, A는 직접과, B는 지연과(반사과)이다. (a)에 도시한 바와 같이 지연과 B의 지연 시간  $\tau$ 가 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$  이하이면, 윈도우 타이밍 W에서 직접과 A의 데이터 심볼  $D_0$ 은 지연과 B의 다른 데이터 심볼과 중첩되지 않아, 심볼간 간섭은 발생하지 않는다.
- <74> 그러나, (b)에 도시한 바와 같이, 지연과 B의 지연 시간  $\tau$ 가 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$ 보다 커지면, 윈도우 타이밍 W에서 직접과 A의 데이터 심볼  $D_0$ 은 지연과 B의 다른 데이터 심볼  $D_{-1}$ 과 중첩되어, ISI가 발생된다. 따라서, 지연과의 최대 지연 시간  $\tau_{MAX}$ 를 고려하여 ISI가 발생되지 않도록 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$ 가 정해진다.
- <75> 도 54는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치의 구성도이다. 무선 수신부(11)는 수신한 OFDM 캐리어 신호에 주파수 변환 처리를 실시하고, 직교 복조부(12)는 수신 신호에 직교 복조 처리를 실시한다. 타이밍 동기·가드 인터벌 제거부(13)는 수신 신호의 타이밍 동기를 취한 후, 상기 수신 신호로부터 가드 인터벌 GI을 제거하여 FFT(Fast Fourier Transform)부(14)에 입력한다. FFT부(14)는 FFT 윈도우 타이밍에서 FFT 연산 처리를 행하여 시간 영역의 신호를 M개의 서브 캐리어 신호(서브 캐리어 샘플)값  $S_1 \sim S_M$ 으로 변환한다.
- <76> 채널 추정부(15)는 송신측에서 시간 다중된 파일럿 심볼을 이용하여 서브 캐리어마다 채널 추정을 행하고, 채널 보상부(16)는 서브 캐리어마다의 채널 추정값  $h_1 \sim h_M$ 을 FFT 출력  $S_1 \sim S_M$ 으로 승산하여 페이징의 보상(채널 보상)을 행한다. 즉, 채널 추정부(15)는, 파일럿 신호를 이용하여 각 서브 캐리어의 페이징에 의한 위상의 영향  $\exp(j\phi)$  및 진폭의 영향 A를 추정하고, 채널 보상부(16)는 송신 심볼의 서브 캐리어 신호 성분에  $\exp(-j\phi)$  및  $1/A$ 을 승산하여 페이징을 보사분면다. 병렬 직렬 변환부(17)는 채널 보상부로부터 출력되는 병렬 데이터를 직렬 데이터로 변환하고, 데이터 복조부(18)는 송신 데이터를 복조한다.
- <77> 이상과 같이, OFDM에서는, 1 OFDM 심볼 데이터(이후 간단히 심볼 데이터라함)에 가드 인터벌 GI을 부가하여, GI 심볼 길이 이내의 멀티 패스 지연과가 존재하여도 ISI가 발생되지 않는다. 이 때문에, 등화를 이용하지 않고 복조할 수 있는 이점(내 멀티 패스페이징)을 갖고 있다.
- <78> 한편, GI 심볼(용장 심볼)의 부가는 전송 효율의 저하를 야기한다. 이 전송 효율 저하를 억제하기 위해서는 OFDM 심볼 길이를 크게 취하지 않으면 안되어, 이것은 전송 대역폭 일정에서는 서브 캐리어 수 M을 증대시키게 된다. 따라서, 멀티 캐리어 전송의 문제점인 피크 대 평균 전력비의 증대(증폭기의 비선형 왜곡에 의한 특성 열화)나 심볼 길이 증대에 의한 페이징 추중 특성의 열화 등이 생겨, 이들과의 현실적인 트레이드 오프에서 서브 캐리어 수는 설계된다.
- <79> 그러나, 실제의 전파에서의 지연과의 지연 시간은 매우 변동이 크고, 지연스프레드를 예로 하여도 특히 옥외에서는 시가지( $0.2 \sim 2.0\mu s$ )나 산악지( $10 \sim 20\mu s$ ) 등, 시스템으로서 상정하여야 할 GI 길이는 통상적으로 100%의 전체 서비스 에리어를 보상할 수 없다.
- <80> 이 문제점에 대하여 하나의 해결책을 제시하고 있는 것이, Suyama 등에 의한 "가드 인터벌을 초과하는 지연 프로파일의 멀티 패스 환경에 대한 OFDM 수신 방식" (일본 실험기보 RCS2001-175, 2001-11)이다(이후, "종래 기술"이라 함).
- <81> OFDM에 의한 이동 무선용 신호 전송에서는, 가드 인터벌을 초과하는 멀티 패스 지연 전파에서 전송 특성이 현저하게 열화한다. 이것은, OFDM 심볼간 간섭 ISI과 동일 심볼 내의 캐리어간 간섭 ICI이 발생하기 때문이다. 이상의 종래 기술은, ISI와 ICI의 양방을 억제하여 전송 특성을 개선하기 위해서, ① ISI의 영향을 제거하는 관성 귀환형 적응 등화 처리(Decision Feedback Equalization), ② 그 처리 결과로부터 또한 ICI의 영향을 제거하여 송신 신호 계열의 추정을 행하는 최대 우도 계열 추정형 적응 등화 처리(Maximum Likelihood Sequence Estimation(MLSE)), ③ 최대 우도 계열 추정에서의 상태 수를 삭감할 수 있는 창 함수를 이용한 푸리에 변환 처리, ④ 재귀형 최소 제곱법(Recursive Least Squares)에 의한 채널 추정 처리로 구성되어 있다.
- <82> 도 55는 종래 기술의 OFDM 수신기의 구성도이다.
- <83> 이 수신기에서는, 먼저 채널 추정용 파일럿 구간에서, FFT 윈도우부(50)는 수신 신호를 직사각형 창으로 푸리에 변환하여, 그 출력을 채널 추정기(51)에 입력하고, 채널 추정기(51)는 파일럿을 사용하여 채널 추정을 행한다. FFT 윈도우부(50)는 채널 추정 결과에 따라서, 데이터 구간의 창 함수를 바꾼다. 즉, (1) 멀티 패스 지연 시간 차가 가드 인터벌 내에 있을 때에는, 통상의 직사각형 창 함수를 이용하고, (2) 가드 인터벌을 초과하는 지연 시간 차가 관측된 경우에는, 데이터 구간에서 허닝 창 등의 완만한 창 함수를 이용한다.

- <84> 다음에, FFT 윈도우부(50)는 데이터 구간에서, 창 함수를 이용하여 푸리에 변환을 행한다. 감산부(55)는 푸리에 변환된 수신 신호로부터 ISI 레플리카(replica) 생성기(52)에 의해 생성된 ISI 레플리카를 제거한다. 이 처리는 전체 서브 캐리어에 걸쳐 일괄적으로 행해진다. 이 처리부를 통합하여 판정 귀환형 적응 등화기라 한다.
- <85> 또한, ISI를 제거한 상기 수신 신호는 최대 우도 계열 추정형 적응 등화기(MLSE)(53)에 입력되고, 각 캐리어의 송신 신호 계열이 추출된다. 이 등화기에서는, 임의의 시각에서의 심볼의 주파수축을 따라 송신 심볼 후보를 생성하고, 생성된 복수의 후보로부터 ICI 레플리카 생성기(54)에서 수신 신호의 레플리카를 생성한다.
- <86> 수신 신호와 ICI 레플리카와의 오차의 절대값 제곱이 최소가 되는 계열이 송신 신호 계열로서 출력된다. 도면 중, 참조 부호(56)는 병렬 직렬 변환부, 참조 부호(57)는 직렬 병렬 변환부, 참조 부호(58)는 연산부, 참조 부호(59)는 제곱부, 참조 부호(60)는 지연부이다.
- <87> [특허 문헌 1]
- <88> 사단 법인 전자 정보 통신 학회 신학 기보 RCS 2001-175(2001-11), p.45-50

**발명이 이루고자 하는 기술적 과제**

- <89> 종래 기술은 본 발명과 동일한 과제를 가지며, 무선 LAN 시스템에 적용한 시뮬레이션 결과를 제시하고 있다. 종래 기술은 가드 인터벌을 초과한 지연과에 의한 심볼간 간섭(Inter Symbol Interference, ISI) 및 캐리어간 간섭(Inter Carrier Interference, ICI)을 저감시키는 것을 목적으로 하고, 전체 처리를 주파수 영역(즉 수신측 FFT의 후단)에서 행하는 것을 특징으로 한다. 또한, 대역 내에서 전체적으로 넓어지는 ICI를 억제하기 위해 수신 FFT에 시간 영역의 필터링을 행한다. 또한 ICI 제거에 대해서는 최대 우도 계열 추정(Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE)을 이용하고 있으며, 캐리어마다  $M^2$ 개(M: 변조 다치수)의 상태를 갖는 비터비 등화기를 필요로 한다. 예를 들면 QPSK(M=4)이면 16 상태이며 N=1024 캐리어의 경우, 1024개의 비터비 등화기를 요한다.
- <90> 또한, 복조 신호가 MLSE에 의해 경관정되기 때문에, 오류 정정(Forward Error Correction, FEC)과의 병용 시에 종래의 복조 신호이면 얻어지는 연관정 이득이 전혀 얻어지지 않는다. 즉, BER 특성이 열화한다. 또한, MLSE는 전체 수 검색 알고리즘이기 때문에, 1 서브 캐리어에서의 변조 다치 수 m의 상태 수를, 관측하는 캐리어의 송수만큼(종래 기술의 경우에는 2 캐리어이기 때문에 제곱만큼) 준비해야 한다. 따라서, 현재의 무선 시스템(제3 세대 이동 통신, 무선 LAN 등)의 대부분에 채용되어 있는 적응 변조 방식과의 병용 시에는 사용하는 변조 다치 수의 최대값의 분만큼 상태 수를 준비하지 않으면 안되며, 또한 MLSE 자체가 현 변조 다치 수를 인식하여, 동적으로 전환하지 않으면 안된다. 또한, 서브 캐리어마다 변조 방식을 전환하는 멀티 캐리어 적응 변조 시스템에서는 제어가 더욱 복잡해진다. 이와 같이 종래 방식은 목적 달성을 위한 연산 비용이 많이 드는 점(특히 적응 변조를 병용하는 경우), 또한, FEC와의 병용 시의 부호화 이득의 열화가 생기는 점에서 문제가 있다.
- <91> 이상에 의해, 본 발명의 목적은, 가드 인터벌을 초과한 지연과에 의한 심볼간 간섭 ISI 및 캐리어간 간섭 ICI를 저감시키는 것이다.
- <92> 본 발명의 다른 목적은, 시간 영역에서, 즉 수신측 FFT의 전단에서 ISI/ICI를 억제처리함으로써, 서브 캐리어의 변조 다치 수에 의하지 않고 일정한 연산량으로 제어를 가능하게 하는 것, 및 부호화 이득의 획득을 가능하게 하는 것이다.

**발명의 구성 및 작용**

- <93> · 제1 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치
- <94> 본 발명의 OFDM 전송 방식에서의 제1 수신 장치는, 기지의 심볼(예를 들면 파일럿 심볼)에 부가하는 가드 인터벌 길이를, 데이터 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이보다 크게 하여 신호가 송신되어 온 경우에 적용할 수 있다.
- <95> 즉, 본 발명의 제1 수신 장치는, ① 기지의 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이를, 데이터 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이보다 크게 하여 송신되어 온 신호를 수신하는 수신부, ② 상기 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산함으로써 데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연과의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부를 포함한다.
- <96> 그리고, 제1 수신 장치는, 또한, ③ 상기 지연 프로파일로부터 데이터의 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을

심볼간 간섭 ISI 부분으로서 검출하는 ISI 부분 검출부, ④ 상기 ISI 부분에 따른 기지의 심볼의 시간 파형 부분 혹은 이전 심볼의 시간 파형 부분을 ISI 레플리카로서 발생하는 ISI 레플리카 생성부, ⑤ 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부, ⑥ 감산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부를 포함한다.

<97> 이 제1 수신 장치에 따르면, 데이터의 가드 인터벌을 초과한 지연파에 의한 ISI를 저감시킬 수 있어, 지연파의 지연 시간이 데이터의 가드 인터벌을 초과하여도 BER의 증대를 억제할 수 있다. 또한, 시간 영역에서 ISI를 억제처리하기 때문에, 서브 캐리어의 변조 다치 수에 의하지 않고 일정한 연산량으로 제어 가능하여, 하드웨어 규모를 저감시킬 수 있다.

<98> 제1 수신 장치는, 또한, ⑦ 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 수단, ⑧ 상기 복조 신호 복원 레플리카를, 상기 감산 출력의 상기 ISI 레플리카 삭감 부분에 삽입하는 수단을 포함하며, 상기 데이터 복조부는 상기 삽입 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조한다.

<99> 이 제1 수신 장치에 따르면, 시간 영역에서 ISI 및 ICI의 양방을 억제처리할 수가 있어, 지연파의 지연 시간이 데이터의 가드 인터벌을 초과하여도 보다 효과적으로 BER의 증대를 억제할 수 있다. 또한, 시간 영역에서 ISI 및 ICI의 양방을 억제처리하기 때문에, 캐리어의 변조 다치 수에 의하지 않고 일정한 연산량으로 제어 가능하여, 하드웨어 규모를 저감시킬 수 있다. 또한, ⑦의 복조 신호 복원 레플리카 생성 수단에서, 채널 보상 결과에 대하여 심볼을 경관정하거나, 혹은 소정 양자화 비트 길이로 연관정하고, 판정 결과에 IFFF 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성함으로써, 특성 개선이 한층 더 도모된다.

<100> · 제2 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치

<101> 본 발명의 제2 수신 장치는, 기지의 심볼(예를 들면 파일럿 심볼)에 부가하는 가드 인터벌 길이와 데이터 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이가 동일한 경우에 적용할 수 있다. 즉, 본 발명의 제2 수신 장치는, ① 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하는 연산부, ② 임계값 이상의 상관값을 이용하여, 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는지를 검출하는 수단, ③ 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는 경우에는, 임계값 이하의 상관값을 "0"으로 하여 지연 프로파일을 출력하는 수단, ④ 상기 지연 프로파일로부터 가드 인터벌 길이 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 ISI 부분으로서 검출하는 ISI 부분 검출부, ⑤ 상기 ISI 부분에 따른 기지의 심볼의 시간 파형 부분 혹은 전체 심볼의 시간 파형 부분을 ISI 레플리카로서 발생하는 ISI 레플리카 생성부, ⑥ 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부, ⑦ 감산 출력에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부를 포함한다.

<102> 제2 수신 장치는, 또한, ⑧ 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 수단, ⑨ 상기 복조 신호 복원 레플리카를, 상기 감산 출력의 상기 ISI 레플리카 삭감 부분에 삽입하는 수단을 포함하며, 상기 데이터 복조부는, 상기 삽입 후의 신호에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조한다.

<103> 제2 수신 장치에 따르면, 기지의 심볼(파일럿 심볼)과 데이터 심볼의 가드 인터벌 길이가 동일하더라도, 제1 수신 장치와 마찬가지로의 효과를 발휘할 수 있다.

<104> · 제3 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치

<105> 본 발명의 제3 수신 장치는, 기지의 심볼(예를 들면 파일럿 심볼)에 부가하는 가드 인터벌 길이와 데이터 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이가 동일한 경우에 적용할 수 있다. 즉, 본 발명의 제3 수신 장치는, ① 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하여 지연 프로파일을 출력하는 수단, ② 상기 지연 프로파일로부터 가드 인터벌 길이 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하며, 상기 ISI 부분에 따른 수신 신호 부분의 파형을 정형하는 파형 정형부, ③ 상기 파형 정형부의 출력 신호에 FFT 처리, 채널 보상을 실시하고, 상기 채널 보상 후의 신호에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 수단, ④ 상기 복조 신호 복원 레플리카를 상기 수신 신호에 가산하는 수단, ⑤ 상기 가산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부를 포함한다.

<106> 제3 수신 장치에 따르면, 기지의 심볼(파일럿 심볼)과 데이터 심볼의 가드 인터벌 길이가 동일하더라도, 제1 수신 장치와 마찬가지로의 효과를 발휘할 수 있다. 또한, ISI 레플리카를 작성할 필요가 없기 때문에 하드웨어 구성을 간단히 할 수 있다.

- <107> 이하, 본 발명의 실시예를 도면을 참조하여 상세히 설명한다.
- <108> (A) 전송 프레임 포맷
- <109> 도 1은 본 발명의 파일럿 심볼(P)과 데이터 심볼( $D_i$ ,  $1 \leq i \leq m$ )의 구성 및 전송 프레임 포맷의 구성 설명도이다.
- <110> 주기적으로 데이터 심볼  $D_i$ 에 삽입되는 파일럿 심볼 P은, 데이터 심볼과는 다른 가드 인터벌 길이를 갖고 있다. 즉, 파일럿 심볼 P의 가드 인터벌 길이는  $N_{GP}$ 이고, 데이터 심볼의 가드 인터벌 길이는  $N_{GD}$ 이며,  $N_{GP} > N_{GD}$ 의 관계가 있다. 단, 유효 심볼 길이( $N_u$ )는 FFT 포인트 수, 즉, 서브 캐리어 수로 결정되기 때문에 동일하다. 여기서 파일럿 심볼 P에서의 가드 인터벌 길이  $N_{GP}$ 는, 도 2에 도시한 바와 같이 상정되는 최대 지연 프로파일(지연과의 최대 지연 시간)  $N\tau_{max}$  이상으로 한다. 이것에 의해, 데이터 심볼  $D_i$ 의 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$  이상의 지연 프로파일 발생하여, 데이터 심볼에 TST가 발생하여도, 파일럿 심볼에는 ISI는 발생되지 않는다. 따라서, 파일럿 심볼을 사용함으로써 정확한 채널 추정 및 지연 프로파일 측정을 행하는 것이 가능해진다. 또한, 여기서 정의되는 데이터 심볼  $D_i$ 의 가드 인터벌 길이는  $N_{GD} \geq 0$ 으로 하고,  $N_{GD} = 0$ 의 경우에는 가드 인터벌 없음을 의미한다.
- <111> 도 55의 종래 기술은, 무선 LAN 시스템(IEEE802.11a)에서 채용되고 있는 송신 데이터의 선두(프리앰블 신호)만 이용하고, 그 후에는 RLS(Recursive Least Squares) 알고리즘을 이용한 채널 추정을 행하고 있다. 이것에 대하여, 본 발명은 파일럿 심볼 P에 정기적으로 가변 GI 길이  $N_{GP}$ 를 삽입함으로써 종래 기술과 같은 수속 알고리즘을 이용하지 않고서 ISI가 없는 채널 추정을 실현한다. 그러나, 파일럿 심볼에서의 ( $N_{GP} - N_{GD}$ ) 샘플에 대해서는,  $N_{GP} = N_{GD}$ 의 고정 GI 길이 시스템에 대하여 전송 효율이 저감된다. 따라서, 전체의 전송 효율이 종래 방식과 동일하게 되도록  $N_{GD}$ 를 작게 취하는 것도 가능하다.
- <112> (B) 제1 실시예
- <113> 도 3은 제1 실시예의 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치의 구성도이다. 또, 이후의 실시예에서도 마찬가지로, FFT 처리 전에는 시간 영역의 신호 처리가 행해지고, FFT 처리 후에는 주파수 영역의 처리가 행해지며, IFFT 처리 후에는 시간 영역의 처리가 행해진다. 제1 실시예는, 수신측 FFT 처리 전의 수신 신호(즉 시간 파형)를 이용한 채널 추정/지연 프로파일 측정을 행하는 경우를 나타내고 있다.
- <114> 도시하지 않은 수신부(도 54의 무선 수신부(11), 직교 복조부(12)를 참조)는, 수신 신호를 가드 인터벌 제거부(100)에 입력한다. 또, 파일럿 심볼 P에 부가되는 가드 인터벌 길이  $N_{GP}$ 는, 데이터 심볼  $D_i$ 에 부가되는 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$  보다 크게 되어 있다( $N_{GP} > N_{GD}$ ).
- <115> 가드 인터벌 제거부(100)는 가드 인터벌 GI을 제거하여 채널 추정부(101) 및 감산부(102)에 입력한다. 파일럿 심볼은 기지 신호이기 때문에, 채널 추정부(101)의 IFFT부(101a)는 기지의 파일럿 심볼의 서브 캐리어 성분을 IFFT하여 시간 파형(레플리카)을 발생하고, 상관 연산부(101b)는 레플리카와 수신한 파일럿 신호 부분과의 상호 상관을 계산함으로써 지연 프로파일을 측정한다. 실제로는, 상관 연산부(101b)는 수신 신호의 N 샘플을 추출하고, 레플리카를 1 샘플씩 시프트시켜 상관값을 계산하여, N 샘플분의 계산을 행한다. 이것에 의해, 직접파, 지연파의 수신 타이밍에서 피크를 갖는 지연 프로파일이 측정된다.
- <116> GI 초과 지연파 검출부(103)는, 채널 추정부(101)에서 측정된 지연 프로파일이 입력되고, 데이터 심볼  $D_i$ 의 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$ 를 초과한 지연파가 관측되었는지를 감시한다. 그리고, 도 2에 도시한 바와 같이 지연파의 지연 시간  $N\tau_{max}$ 가  $N_{GD}$  이상으로 되면( $N_{GD} < N\tau_{max}$ ), ISI 레플리카 생성부(104)는  $N_{GD}$ 를 초과한 부분(도 2의 검은 부분)에 해당하는 ISI 레플리카, 즉, ( $N\tau_{max} - N_{GD}$ ) 샘플에 해당하는 ISI 레플리카를, 파일럿 심볼 혹은 이전 데이터 심볼을 이용하여 발생시킨다.
- <117> 도 4는 ISI 레플리카 발생 방법의 설명도로서, 지연파 B는 직접파 A 내지  $N_{GD}$  이상 지연되고, 지연 시간  $N\tau_{max}$ 는  $N_{GD} < N\tau_{max}$ 로 되어 있다. 직접파 A의 데이터 심볼  $D_0$ 는 지연파 B의 파일럿 심볼 P와 일부 중첩되고, 지연파 B의 파일럿 심볼 P로부터 ISI를 받고 있다. 따라서, 수신 신호로부터 이 부분의 파일럿 심볼을 제거할 필요가 있다. 간섭을 받고 있는 시간(샘플 수)은  $y = (N\tau_{max} - N_{GD})$ 이다. 따라서, ISI 생성부(104)는, 이 y 부분을 기지 파일럿 신호 파형으로부터 절취하여 ISI 레플리카로서 발생시킨다(도 4의 (d)의 사선 부분 참조). 제1 채널 보



상부(105)는 ISI 레플리카에 채널 추정값을 곱하고, 이것에 의해 채널 보상을 실시하여 감산부(102)에 입력한다. 감산부(102)는 수신 신호로부터 ISI 레플리카를 감산하여, 도 4의 (e)의 좌측에 도시한 직접파 A, 지연파 B(데이터 심볼  $D_0$ )를 후단의 FFT 연산부(106)에 입력한다.

<118> FFT 연산부(106)는 입력된 수신 신호에 FFT 연산 처리를 실시하여 서브 캐리어마다의 데이터 요소를 발생한다. 또한, FFT 연산부(107)는 채널 추정값에 FFT 연산 처리를 실시하여 각 서브 캐리어의 채널 보상값을 발생한다. 채널 보상부(108)는 서브 캐리어마다 FFT 연산 결과에 채널 보상값을 승산하여 데이터 심볼  $D_0$ 을 구성하는 서브 캐리어 수의 데이터 요소를 복조하여 출력한다.

<119> IFFT 연산부(109)는, 채널 보상부(108)로부터 출력되는 데이터 심볼  $D_0$ 을 구성하는 서브 캐리어 수의 복조 데이터에 IFFT 연산을 실시하여 데이터 심볼  $D_0$ 의 시간 파형 신호를 출력하고, 지연 회로(110)는 상기 시간 파형 신호를 1 심볼 시간  $T_s$ 만큼 지연하여 ISI 레플리카 생성부(104)에 입력한다.

<120> 이상과 마찬가지로, 직접파 A의 데이터 심볼  $D_1$ (도 4 참조)은, 지연파 B의 이전 데이터 심볼  $D_0$ 과 일부 중첩되어, 상기 지연파 B의 데이터 심볼  $D_0$ 로부터 ISI 간섭을 받고 있다. 따라서, 수신 신호로부터 이 데이터 심볼  $D_0$  부분을 제거할 필요가 있다. ISI 간섭을 받고 있는 시간(샘플 수)은  $y$ 이다. 따라서, ISI 레플리카 생성부(104)는, 이  $y$  부분을 이전 데이터 심볼  $D_0$ 의 시간 파형 신호로부터 절취하여 ISI 레플리카로서 발생한다(도 4의 (d)의 사선 부분 참조).

<121> 제1 채널 보상부(105)는 ISI 레플리카에 채널 추정값을 곱하고, 이것에 의해 채널 보상을 실시하여 감산부(102)에 입력한다. 감산부(102)는 수신 신호로부터 ISI 레플리카를 감산하여, 도 4의 (e)의 우측에 나타내는 직접파 A, 지연파 B(데이터 심볼  $D_1$ )를 후단의 FFT 연산부(106)에 입력한다. 이후, 데이터 심볼  $D_0$ 의 경우와 마찬가지로 처리가 행해진다.

<122> 이하 마찬가지로 ISI 레플리카를 발생하고, 수신 신호로부터 삭제하여 FFT 처리 후, 채널 보상하여 각 데이터 심볼을 복조하여 출력한다.

<123> 도 5 내지 도 7은 후술하는 실시예를 포함하는 각 실시예에서의 지연파 위치(지연 시간)에 대한 BER 특성(시뮬레이션 결과)이다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1에 나타낸다.

표 1

시뮬레이션 파라미터	
캐리어 수	$N=1024$
OFDM 유효 심볼(샘플)	$N_U=1024$
파일럿 심볼 간격(심볼)	14
파일럿 심볼 길이	고정: $N_{GP}=200(=N_{GD})$ 가변: $N_{GP}=400(=N_{GD} \times 2)$
$E_b/N_0$	20dB
변조 방식	16QAM
복조 방식	본 발명의 각 청구항에 따름
전송로 모델	2버스 모델(시뮬변) $D/U=0dB, 1dB, 3dB$ 위상차 : $33^\circ$ 고정 지연파 위상 : 150-300 샘플

<125> 여기서, 파일럿 심볼 길이 "고정"이란 데이터 심볼 길이와 동일한 것으로 하고 있으며( $N_{GP}=N_{GD}$ ), "가변"에서는  $N_{GP}=2N_{GD}$ 로 된다. 또한, 여기서는 데이터 심볼의 GI 길이의 1.5배까지의 지연파에 대한 지연파 위치(샘플) 대비 비트 오류율(BER) 특성을 나타낸다. 지연파 위치가 150-200 샘플의 경우가 GI 내 지연파에서의 BER 특성이고, 이것에 대하여 GI 초과 지연파 시의 BER 특성의 열화가 얼마만큼 억제되고 있는지가 본 발명의 효과가 된다. 도 5 내지 도 7에 각  $D/U(0dB, 1dB, 3dB)$ 에서의 제1 실시예의 특성을 나타낸다. 본 발명에 따른 수신 방식을

행하고 있지 않은 경우의 특성은 A, 제1 실시예의 특성은 B이다.  $D/U=0\text{dB}$ 를 제외하고, 종래의 OFDM 통신 시스템보다는 BER 특성이 개선되어 있는 것을 알 수 있다.  $D/U$ 는 직접파(희망파) 전력  $D$ 를 지연파(비희망파) 전력  $U$ 로 나눈 값이다.

- <126> 도 8은 제1 실시예의 변형예로서, 채널 추정을 FFT 후에 행한 경우이며, FFT 전에 채널 추정을 행하는 제1 실시예(도 2)와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다.
- <127> 채널 추정부(101')의 IFFT부(101c)는, FFT(106)의 처리 결과에 IFFT 처리를 실시하여 시간 파형의 수신 신호를 발생하고, 상관 연산부(101d)는 상기 수신 신호의 시간 파형과 기지의 파일럿 심볼의 시간 파형(레플리카)과의 상관 연산을 행하여 지연 프로파일을 측정한다. 즉, 상관 연산부(101d)는 수신 신호의  $N$  샘플을 추출하여, 레플리카를 1 샘플씩 시프트시켜 상관값을 계산하고,  $N$  샘플만큼의 계산을 행한다. 이것에 의해, 직접파, 지연파의 수신 타이밍에서 피크를 갖는 지연 프로파일이 측정된다. 이 후, 제1 실시예와 마찬가지로 동작이 행해진다.
- <128> 이상의 설명에서는, 2 패스(직접파, 지연파)로 ISI 패스가 1 패스인 경우를 나타내고 있지만, 본 발명은 ISI를 발생하는 패스 수에 제한은 없고, ISI를 발생한 패스 수만큼의 레플리카를 계산하면 된다. 또한, 제거하여야 할 패스 수를 그 크기(전력)나 지연 시간의 크기로 제한하여도 상관없다. 제거하여야 할 패스 수는 특성과 복잡도의 트레이드 오프에 의해 결정한다. 또한, 도 8의 변형예는 후술하는 실시예에도 적용할 수 있다.
- <129> (C) 제2 실시예
- <130> 도 9는 제2 실시예의 수신 장치의 구성도이다. 제1 실시예는 심볼간 간섭 ISI만을 억제하였지만, 제2 실시예는 심볼간 간섭 ISI 외에 캐리어간 간섭 ICI도 동시에 억제한다.
- <131> 도 10은 캐리어간 간섭 ICI의 억제 원리 설명도이다. 제1 실시예에서는 심볼간 간섭 ISI를 제거하기 위해 (a)에 도시한 지연파 B의 ISI 기간  $y$  부분을 제거하여 (b)에 도시한 수신 신호를 FFT 처리하였다.
- <132> 그러나, 지연파 B는 ISI 기간  $y$  부분에서 불연속으로 되고, 더구나 주기 파형으로 되어 있지 않다. 이 때문에, FFT 처리에 의해 얻어지는 각 서브 캐리어 성분에는 캐리어간 간섭 ICI에 의한 왜곡이 포함된다. 이러한 캐리어간 간섭 ICI를 없애기 위해서는, (c)에 점선으로 나타낸 바와 같이, 지연파 B의 ISI 기간  $y$ 에 완만하게, 또한 주기 파형이 되도록 파형을 삽입하면 된다.
- <133> 따라서, (d)에 도시한 바와 같이, (b)의 수신 신호를 FFT 처리하고, 그 후, IFFT 처리하면 (e)에 도시한 바와 같이 연속 신호 파형이 얻어진다. 이 (e)의 연속 신호 파형의 말미  $y$  기간을 절취하여 (b)의 수신 신호의 선두  $y$  기간에 삽입하면 (f)에 도시한 바와 같이 지연파 B가 연속 주기 파형이 된다.
- <134> 이 (f)의 신호에 FFT 연산 처리를 실시하면 ICI가 억제된다. 또, (e)의 파형에 의해 이상적으로는, (f)에 도시한 지연파 B를 연속 주기 파형으로 할 필요가 있지만, (b)의 파형을 FFT, IFFT 처리하는 것이기 때문에, (e)의 파형은 이상형과 약간의 차이가 있다.
- <135> 도 9의 제2 실시예에서, 도 3의 제1 실시예와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. FFT 연산부(201)는, 감산부(102)로부터 입력된 데이터 심볼  $D_i$ 의 수신 신호(도 10의 (b) 참조)에 FFT 연산 처리를 실시하여 서브 캐리어마다의 데이터 요소를 발생한다. 채널 보상부(202)는 서브 캐리어마다 FFT 연산 결과에 채널 보상값을 승산한다. IFFT 연산부(203)는 채널 보상부(202)로부터 출력되는 데이터 심볼  $D_i$ 을 구성하는 서브 캐리어 수의 복조 데이터에 IFFT 연산을 실시하여, 데이터 심볼  $D_i$ 의 시간 파형 신호(도 10의 (e) 참조)를 출력한다.
- <136> 복조 신호 복원 레플리카 생성부(204)는, IFFT 연산부(203)로부터 입력되는 시간 파형 신호의 말미,  $y$  기간의 신호 부분을 추출하여 복조 신호 복원 레플리카(ICI 레플리카)를 발생하여 합성부(205)에 입력한다. 합성부(205)는 복조 신호 복원 레플리카를 감산부(102)로부터 출력되는 수신 신호(도 10의 (b) 참조)에 부가하여 연속 신호 파형으로 하여 FFT 연산부(106)에 입력한다. 또, 복조 신호 복원 레플리카를 생성하기 위해 시간  $T_d$ 를 요하는 경우에는, 점선으로 나타내는 지연 회로(206)를 제공하고, 감산부(102)로부터 출력되는 신호를 지연하여 합성부(205)에 입력한다.
- <137> FFT 연산부(106)는, 합성부(205)로부터 출력하는 합성 신호에 FFT 연산 처리를 실시하여 서브 캐리어마다의 데이터 요소를 발생하고, 채널 보상부(108)는 서브 캐리어마다 FFT 연산 결과에 채널 보상값을 승산하여, 채널 보상 결과를 복조 신호로서 출력한다. 이상에 의해, 심볼간 간섭 ISI와 함께 캐리어간 간섭 ICI를 억제할 수 있다.

- <138> 제2 실시예에 따르면, 도 5 내지 도 7의 특성 C로 나타낸 바와 같이,  $D/U = 3\text{dB}$  정도에서는 지연이 가드 인터벌  $N_{\text{GD}}$  이내에서의 특성 이상의 BER 특성이 얻어지고 있는 것을 알 수 있다. 또한,  $D/U=0\text{dB}$ 에서는 본 발명에 따른 특성 개선 효과가 보이고,  $D/U=1\text{dB}$  등의 엄격한 환경 하에서는 특성 열화가 거의 보이지 않아, 종래의 OFDM 통신 시스템에 비해서는 특성이 크게 개선되어 있는 것을 알 수 있다.
- <139> (D) 제3 실시예
- <140> 제2 실시예는 심볼간 간섭 ISI 외에 캐리어간 간섭 ICI도 동시에 억제한다. 즉, 도 10의 (d)에 도시한 바와 같이, (b)의 수신 신호를 FFT 처리하고, 그 후, IFFT 처리하면 (e)에 도시한 바와 같이 연속 신호 파형이 얻어진다. 이 (e)의 연속 신호 파형의 말미  $y$  기간을 절취하여 레플리카 신호로 하고 (b)의 수신 지연 신호 B의 선두  $y$  기간에 삽입하여 (f)에 도시한 바와 같이 지연과 B를 연속 주기 파형으로 하고, 이 (f)의 신호에 FFT 연산 처리를 실시하여 ICI가 억제된다.
- <141> 이상과 같이, 제2 실시예에서는, 지연과 B의 선두  $y$  기간만 레플리카 신호로 치환하는 것으로, 희망과(직접과) A의 ISI 부분을 레플리카 신호로 치환하고 있지 않다. 그런데, 희망과(직접과) A의 선두  $y$  기간은, 페이징을 받아, 잡음이 실려 있어 품질이 나빠져 있다. 한편, 복조 신호 복원 레플리카가 (e)에 도시한 바와 같이 이루어져 있으며, 이 레플리카의 선두  $y$  기간은 수신 희망과 A보다 품질이 높다. 따라서, 제3 실시예에서는, 제2 실시예 추가로, 또한 (e)의 연속 신호 파형의 선두  $y$  기간을 절취하여 레플리카 신호로서 (b)의 수신 희망 신호 A의 선두  $y$  기간으로 치환한다. 이것에 의해, 복조 품질을 한층 더 향상할 수 있다.
- <142> 도 11은 제3 실시예의 수신 장치의 구성도, 도 12는 각 부 A~D의 희망과 및 지연과의 신호 위상 설명도이다.
- <143> 도 11에서, "0" 삽입부(211)는 감산부(102)로부터 출력되는 신호(도 12에서의 신호 A 참조)의 희망과 성분의 ISI 부분에 "0"을 삽입한다. FFT(201), 채널 보상부(202), IFFT부(203)는, 각각, 감산부(102)의 출력 신호에 FFT 처리, 채널 보상을 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시한다. 복조 신호 복원 레플리카 생성부(204)는 IFFT된 신호(도 12의 신호 C 참조)의 선두  $y$  기간 부분 RC와 말미  $y$  기간 부분 RS를 복조 신호 복원 레플리카(복원 레플리카)로서 출력한다. 가산부(212)는, "0" 삽입부(211)로부터 출력되는 희망과 및 지연과 신호(도 12의 신호 B 참조)의 선두  $y$  기간에 각각 복원 레플리카 RC, RS를 가산하여 출력한다. FFT 처리부(106), 채널 보상부(108)는 가산 결과(도 12의 D)에 FFT 처리, 채널 보상을 실시하여 복조 신호를 출력한다. 이상과 병행하여 도 2의 제1 실시예에서 설명한 ISI 레플리카의 생성, 수신 신호로부터의 ISI 레플리카 삭제 처리가 행해진다.
- <144> GI 초과 지연과가 복수 존재하는 경우에는, (a) 최대 전력 패스, (b) 최소 지연량 패스, 혹은 (c) (a)×(b)가 최대인 패스 등의 조건으로 상기 "0" 삽입하는 ISI 샘플 수를 결정한다.
- <145> 도 13은 제3 실시예의 효과 설명도이고,  $D/U=0\text{dB}$ ,  $E_b/N_0=20\text{dB}$ 인 경우에서의 지연 시간-BER 특성이며, A는 제2 실시예의 특성, B는 제3 실시예의 특성이다. 제3 실시예에 따르면,  $D/U=0\text{dB}$  등의 엄격한 조건에서도 개선 효과가 얻어지고 있는 것을 알 수 있다. 또한, 완만한 조건에서는 ( $D/U=1\text{dB}$ ,  $3\text{dB}$  등), 효과의 개선이 커지는 것도 확인 가능하다.
- <146> 도 14는 제3 실시예의 변형예로서, 캐리어간 간섭 억제부(251)를 다단으로 종속 접속한 구성을 구비하고 있다. 캐리어간 간섭 억제부(251)는, 입력 신호에 IFFT 처리를 실시하는 IFFT부(203), IFFT 출력 신호로부터 복원 레플리카를 생성하는 레플리카 생성부(204), 상기 복원 레플리카를 "0" 삽입부(211)의 출력 신호에 가산하는 가산부(212), 가산 결과에 FFT 처리를 실시하는 FFT부(106), 채널 보상부(108)로 구성되어 있다. 반복 횟수가 2이면 캐리어간 간섭 억제부(251)를 2단에 종속 접속하고, 일반적으로 반복 횟수가  $k$ 이면 캐리어간 간섭 억제부(251)를  $k$ 단으로 종속 접속한다.
- <147> 도 15는 변형예의 효과 설명도로서,  $D/U=0\text{dB}$ ,  $E_b/N_0=20\text{dB}$ 인 경우에서의 지연 시간-BER 특성이고, A1, A2는 제2 실시예의 특성, B1, B2는 제3 실시예의 특성, A1, B1은 캐리어간 간섭 억제부(251)가 1단(반복 없음) 특성, A2, B2는 캐리어간 간섭 억제부(251)가 2단(반복 1회) 특성이다.
- <148> 제2 실시예에서는 반복에 의한 특성 개선 효과는 작지만, 본 발명에 따르면 반복을 1회 행하는 것만으로 거의 가드 인터벌 내(도면 중 200 샘플 이하)와 동등한 특성이 얻어지고 있는 것을 알 수 있다.
- <149> (D) 제4 실시예
- <150> 도 16은 제4 실시예의 다이버시티 구성도로서, 제2 실시예의 구성을 2계통(2 브랜치) 갖게 하고,  $D/U$ 가 양호한

브랜치의 복조 신호 복원 레플리카를 이용하여 각 브랜치에서 캐리어간 간섭 ICI를 제거하고, 양 브랜치의 복조 신호를 최대비 합성, 혹은 양호한 브랜치의 복조 신호를 선택하여 출력하는 구성을 갖고 있다.

- <151> 도면에서, 각 브랜치의 수신부(301, 302)는, 각각 제2 실시예와 동일한 기능을 갖는 것으로, 도 9와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 다른 점은, 제2 실시예의 FFT 연산부(106, 201), 채널 보상부(108, 202), IFFT부(109, 203)를 공용화하여, FFT 연산부(201), 채널 보상부(202), IFFT부(203)를 제거한 점이다.
- <152> 복조 신호 복원 레플리카 선택/생성부(303)는, 각 브랜치의 수신부(301, 302)에서의 채널 추정부(101)로부터 각각 입력되는 지연 프로파일에 기초하여 각 브랜치에서의 D/U를 연산하여, D/U가 양호한 브랜치의 IFFT부(109)로부터 입력되는 신호를 선택하고, 상기 선택 신호를 이용하여 복조 신호 복원 레플리카(ICI 레플리카)를 작성하여 각 브랜치의 수신부(301, 302)의 합성부(205)에 입력한다. 안테나 다이버시티 선택/합성부(304)는, 각 브랜치의 수신부(301, 302)로부터 입력하는 복조 신호를 예를 들면 최대비 합성하여 출력한다. 또, D/U의 D는 채널 추정부(101)로부터 입력하는 직접파(희망파)의 전력, U는 비희망파인 지연파(ISI 부분)의 전력을 나타내고, D/U가 크면 ISI 부분의 전력이 작으며, D/U가 작으면 ISI 부분의 전력이 크다.
- <153> 제4 실시예에서는, 다이버시티 수신에 의해 D/U가 큰 브랜치의 ICI 레플리카 신호를 D/U가 작은 브랜치의 ICI 레플리카 신호로서도 이용하여(공용하여), 이것에 의해 각 브랜치의 복조 신호 품질을 개선한다. 각 브랜치의 복조 신호 품질을 개선 후, 종래와 마찬가지로의 안테나 다이버시티 선택 및 합성을 행함으로써 엄격한 조건 하에서의 안정된 수신 특성을 보증한다. L(>2) 브랜치에서는, 최대의 D/U를 갖는 브랜치의 ICI 레플리카를 이용하면 된다. 제4 실시예는 다이버시티 이득을 이용한 특성 개선 방식이라 할 수 있다.
- <154> 도 17 및 도 18은 2브랜치 다이버시티 수신 효과 설명을 위한 수신 특성으로, 저 D/U 브랜치와 고 D/U 브랜치의 D/U 차(=ΔD/U)를 파라미터로 하여, 각 도면에 저 D/U 브랜치의 수신 특성 A를 나타내며, 비교를 위해 지연 시간이 데이터가드 인터벌 길이  $N_{GD}(=200\text{샘플})$  이하인 경우의 수신 특성 B도 나타내고 있다. 지연 시간을 300샘플 고정으로 하고( $N_{GD}=200\text{샘플}$ ),  $E_b/N_0$  대 BER 특성을 시뮬레이션하였다. 또한, ΔD/U=1dB 및 5dB에 대하여 데이터를 취득하고, 각각의  $E_b/N_0$  대 BER 특성을 나타내고 있다.
- <155> 각 브랜치는 독립된 페이징을 받기 때문에, 브랜치 상관이 작다. 이것을 이용하여, 될 수 있는 한 고 D/U의 신호를 이용함으로써 다이버시티 이득이 얻어진다.
- <156> 도 17, 도 18에 의해, ΔD/U=1dB 등의 거의 다이버시티 이득이 얻어지지 않은 경우에서도, 상기한 이유에 의해 특성 열화가 많이 억제되어 있으며, 오류 정정과의 병용에 의해 회선 품질은 높게 유지될 수 있다. 또한, ΔD/U=5dB에서는, 지연 시간이 데이터의 가드 인터벌 길이  $N_{GD}(=200\text{샘플})$  이하의 수신 특성 B와 거의 동등한 특성이 얻어지고 있다. 이것에 의해, 안테나 다이버시티에 의한 제4 실시예의 효과가 확인되었다. 또, 다이버시티 구성은 이후의 실시예에서도 적용이 가능하다.
- <157> 이상에서는 제2 실시예의 구성을 k(=2) 브랜치를 형성한 경우에 대하여 설명하였지만, 제3 실시예의 구성을 k 브랜치를 형성하도록 구성할 수도 있다.
- <158> (E) 제5 실시예
- <159> 도 19는 서브 캐리어마다 선택 합성 혹은 최대비 합성하는 다이버시티 구성의 제5 실시예의 수신기 구성도이고, 제2 실시예의 구성을 2계통(2브랜치) 갖고 있다. 또한, 일반적으로 k 브랜치 구성으로 할 수 있다.
- <160> 각 브랜치의 수신부(311, 312)는, 각각 제2 실시예와 동일한 기능을 갖는 것으로, 도 9와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 다른 점은, ① 제2 실시예의 IFFT부(109), 지연부(110)를 수신부(311, 312)에서 공용화한 점, ② IFFT부(203)를 수신부(311, 312)에서 공용화한 점, ③ 복조 신호 복원 레플리카 생성부(313)를 수신부(311, 312)에서 공용화하여 IFFT부(203)의 전단에 제공함과 함께, 각 브랜치의 입력 신호를 서브 캐리어마다 선택 합성 혹은 최대비 합성하는 점, ④ 안테나 다이버시티 선택/합성부(314)를 제공하여, 각 브랜치의 복조 신호를 선택 합성 혹은 최대비 합성하여 출력하고, 그 출력 신호(복조 신호)를 IFFT부(109), 지연부(110)를 통하여 ISI 레플리카 생성부(104)에 입력하고 있는 점이다.
- <161> 도 20의 (a), (b)는, 2브랜치의 다이버시티 수신에서의 ISI 레플리카 및 복원 레플리카의 생성 원리 설명도이다.
- <162> (1) 선택 수신
- <163> 선택 수신(SEL 수신)에서, 안테나 다이버시티 선택/합성부(314), 복조 신호 복원 레플리카 생성부(313)는, 각각

ISI 레플리카, 복원 레플리카를 생성할 때, 캐리어마다 전송로 추정값이 큰 브랜치의 신호를 선택하여 출력한다. 이 결과, OFDM 복조 후의 제k 브랜치에서의 제i 심볼을 각각  $X(i, j, k)$ , 그 전송로 응답값(채널 추정값)을  $Y(i, j, k)$ , 선택 후의 레플리카 심볼을  $Z(i, j)$ 로 하면, ISI 레플리카  $Z(i, j)$ , 복원 레플리카  $Z(i, j)$ 는 각각 다음의 수학적식으로 표현된다. 다만, i는 심볼 번호, j는 캐리어 번호, k는 브랜치 번호, K는 최대 전송로 응답값을 나타내는 브랜치이다.

<164> 즉, ISI 레플리카  $Z(i, j)$ 는 도 20의 (a)에 도시한 바와 같이 제(i-1) 심볼  $X(i-1, j, K)$ 를 이용하여 다음의 수학적

**수학적식 1**

<165>  $Z(i, j)=X(i-1, j, K), Y(i, j, K)=\max\{Y(i, j, k)\}$

<166>로부터 구해진다. 또한, 복원 레플리카  $Z(i, j)$ 는 도 20의 (b)에 도시한 바와 같이 제i 심볼  $X(i, j, K)$ 를 이용하여 다음의 수학적

**수학적식 2**

<167>  $Z(i, j)=X(i, j, K), Y(i, j, K)=\max\{Y(i, j, k)\}$

<168>로부터 구해진다.

<169> 이상에 의해, 다이버시티 선택 수신기의 경우, 복조 신호 복원 레플리카 생성부(313)는, 수학적식 1에 의해 전송로 추정값이 큰 브랜치의 신호를 선택하고, IFFT부(203)는 상기 선택된 각 서브 캐리어의 신호를 IFFT 처리하여 복원 레플리카를 출력한다.

<170> 또한, 안테나 다이버시티 선택/합성부(314)는 수학적식 2에 의해 캐리어마다 전송로 추정값이 큰 브랜치의 신호를 선택하여 복호부(도시 생략)에 입력함과 함께, IFFT부(109), 지연부(110)를 통하여 ISI 레플리카 생성부(104)에 입력한다.

<171> (2) 최대비 합성 수신

<172> 최대비 합성 수신(MRC 수신)에서는, 안테나 다이버시티 선택/합성부(314), 복조 신호 복원 레플리카 생성부(313)는, 각각 ISI 레플리카, 복원 레플리카를 생성할 때, 각 브랜치의 신호를 전송로 추정값을 이용하여 최대비 합성하여 출력한다. 즉, ISI 레플리카 및 복원 레플리카를 생성할 때, 복수의 안테나 브랜치의 수신 신호를 각각 전송로 응답값으로 승산한 것의 총합을 전송로 응답값으로 정규화한 값을 레플리카 신호로 한다. 선택 합성과 마찬가지로 기술하면, 최대비 합성에 의한 레플리카 신호는 다음의 수학적식으로 표현된다. 단, i는 심볼 번호, j는 캐리어 번호, k는 브랜치 번호이다. 즉, ISI 레플리카  $Z(i, j)$ 는 도 20의 (a)에 도시한 바와 같이 제(i-1) 심볼  $X(i-1, j, K)$ 를 이용하여 다음의 수학적식 3으로부터 구해진다.

**수학적식 3**

$$Z(i, j)=\frac{\sum_{k=1}^L X(i-1, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)}{\sum_{k=1}^L Y(i, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)}$$

<173>

<174> 또한, 복원 레플리카  $Z(i, j)$ 는 도 20의 (b)에 도시한 바와 같이 제i 심볼  $X(i, j, K)$ 를 이용하여 다음의 수학적식 4로부터 구해진다

수학식 4

$$Z(i, j) = \frac{\sum_{k=1}^L X(i, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)}{\sum_{k=1}^L Y(i, j, k) \cdot Y^*(i, j, k)}$$

<175>

<176> 이상에 의해, 다이버시티 최대비 합성의 경우, 복조 신호 복원 레플리카 생성부(313)는, 수학식 4에 의해 캐리어마다 최대비 합성한 신호를 출력하고, IFFT부(203)는 출력된 각 서브 캐리어의 신호를 IFFT 처리하여 복원 레플리카를 생성한다.

<177> 또한, 안테나 다이버시티 선택/합성부(314)는 수학식 3에 의해 전송로 응답값으로 정규화한 값을 계산하여 복조부(도시 생략)에 입력함과 함께, IFFT부(109), 지연부(110)를 통하여 ISI 레플리카 생성부(104)에 입력한다.

<178> 도 21은 제5 실시예의 효과를 설명하는 시뮬레이션 특성도로서, 횡축에 Eb/No를, 종축에 BER를 취하고 있다. A(=종래)는 레플리카 생성에 다이버시티를 행하지 않고 각 브랜치 독립으로 레플리카 생성을 행한 경우(도 9의 제2 실시예)의 특성, B(=시간 도메인에서의 SEL.Div)는 도 16에 도시한 제4 실시예의 특성, C(=주파수 도메인에서의 SEL.Div.)는 선택 수신하는 경우의 제5 실시예의 특성, D(=주파수 도메인에서의 MRC Div.)는 최대비 합성하는 경우의 제5 실시예의 특성이다. 제5 실시예에 따르면, 제4 실시예보다 양호한 결과가 얻어지고 있다. 또, 도 21은 페이징 주파수 fd=960Hz 등의 고속 이동 환경(V=207Km/h, 캐리어 주파수 fc=5GHz)에서의 특성이고, 매우 엄격한 환경에서도 효과가 얻어졌다.

<179> (F) 제6 실시예

<180> 제4 실시예, 제5 실시예에 의해, 저 D/U, 즉 ISI 전력이 큰 엄격한 조건하에서도 다이버시티 이득에 의한 특성 개선이 가능해지지만, 각 브랜치마다의 특성 개선은 특성 개선을 한층 더 약속한다.

<181> 도 22는 제6 실시예의 수신 장치의 구성도로서, 도 9의 제2 실시예와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 다른 점은 채널 보상부(202)와 IFFT부(203)의 사이에 심볼 경관정부(310)를 제공하는 점이다.

<182> 제6 실시예에서는, ICI 레플리카를 생성할 때에 ICI에 의한 왜곡을 억제하기 위해서, FFT 처리 후에 채널 보상된 각 서브 캐리어 신호를 심볼 경관정부(310)에서 심볼 경관정하고, 경관정 결과에 IFFT 처리하여 ICI 레플리카를 생성한다. 이와 같이 하면, ICI 왜곡이 생긴 복조 신호의 왜곡을 교정할 수 있다. 도 23은 제6 실시예의 경관정의 필요성을 나타내는 배열 설명도이다. 각 서브 캐리어에서의 데이터는 QPSK 변조되어 있는 것으로 하고, 왜곡이 발생하고 있지 않으면, 신호점은 (00), (01), (10), (11)에 대응하여 도 23의 각 사분면의 ×표시에 존재한다. 그러나, 왜곡이 발생하면 신호점 위치가 어긋나고, 예를 들면 제1 사분면의 신호점은 A점 위치 혹은 B점 위치로 어긋난다. 이 상태 그대로 ICI 레플리카를 생성하면, 연속 주기 파형(도 10의 (f) 참조)이 얻어지지 않아, 복조 신호에 왜곡이 포함된다. 따라서, 신호점 A, B를 경관정하여 제1 사분면의 × 위치에 있는 것으로 간주하고, 그 후 IFFT 처리하여 ICI 레플리카를 생성하면 연속 주기 파형(도 10의 (f) 참조)이 얻어져, 특성이 개선된다.

<183> 제6 실시예에 따르면, 도 5 내지 도 7의 특성 D에서 나타낸 바와 같이, D/U=0dB 및 1dB 등의 엄격한 환경 하에서의 특성 개선이 현저하고, 종래의 OFDM 통신 시스템에 대해서는 특성이 크게 개선되어 있다.

<184> (G) 제7 실시예

<185> 도 24는 제7 실시예의 수신 장치의 구성도로서, 도 22의 제6 실시예와 다른 점은 스위치(401), 임계값 판정부(402)를 제공하고, D/U의 값에 대응하여 적응적으로, ① 심볼 경관정 결과를 이용하여 ICI 레플리카를 작성하거나, ② 경관정하지 않고, 채널 보상 결과를 이용하여 ICI 레플리카를 작성하거나 제어하고 있는 점이다.

<186> 도 5 내지 도 7을 참조하면, 지연과 전력이 커져 D/U가 1dB 이하가 되면, 경관정하는 제6 실시예(도 22)의 특성 D가, 경관정하지 않는 제2 실시예(도 9)의 특성 C보다 양호해진다. 그러나, D/U가 1dB 이상으로 되면 역으로 경관정하는 제6 실시예(도 22)의 특성 D가, 경관정하지 않는 제2 실시예(도 9)의 특성 C보다 열화한다. 따라서, 임계값 판정부(402)는 채널 추정부(101)로부터 입력하는 지연 프로파일의 직접파와 지연파의 전력 D, U에 의해 D/U를 연산하고, 임계값, 예를 들면 1dB 이하인지 이상인지를 판단하여, 이하이면, 심볼 판정부(310)에서 경관정한 결과를 스위치(401)로 선택하여 IFFT부(203)에 입력하여 ICI 레플리카를 발생한다. 한편, D/U가

1dB보다 크면, 채널 보상부(202)의 보상 결과를 스위치(401)로 선택하여 IFFT부(203)에 입력하여 ICI 레플리카를 발생한다.

<187> (H) 제8 실시예

<188> 도 25는 제8 실시예의 수신 장치의 구성도로서, 도 9의 제2 실시예와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 다른 점은 채널 보상부(202)와 IFFT부(203)의 사이에 리미터(410)를 제공하고, 도 26의 점선으로 나타내는 위치에 리미터 LM을 설정하여, 사선으로 나타내는 영역에 존재하는 신호점을 상기 점선 상의 신호점으로 제한한다. 이와 같이 하면, 도 24와 같이 임계값 판정하지 않더라도 동등한 특성이 얻어진다.

<189> 도 27 내지 도 29는 D/U가 각각 0dB, 3dB, 5dB의 경우에서의 BER-지연 시간 특성으로, A는 리미터가 없는 제2 실시예의 BER 특성, B는 제8 실시예의 BER 특성이다. D/U=0dB일 때, 제8 실시예의 특성은 제2 실시예의 특성에 비하여 1자릿수 정도 양호하고, 3dB 이상에서는 제2 실시예의 BER 특성과 동등한 특성이 얻어지고 있다.

<190> (I) 채널 추정부의 변형예

<191> 제1 내지 제8 실시예에서, 채널 추정부(101)는, 파일럿 심볼 주기로 채널 추정 연산을 실행하고, 새롭게 채널 추정 연산할 때까지는 구해진 채널 추정값 및 지연 프로파일을 사용하고 있다. 그러나, 채널 추정값, 지연 프로파일은, 페이징의 크기에 대응하여 변동한다. 따라서, 변형예에서는, 인접하는 파일럿 심볼을 이용하여 얻어진 2개의 채널 추정값을 이용하여 그 사이를 보간한다. 이 때문에, 도 30에 도시한 바와 같이 GI 제거부(100)의 후단에 버퍼(111)를 형성함과 함께, 채널 추정부(101) 내에 보간부(101e)를 제공한다. 채널 추정부(101)의 상관 연산부(101b)는 인접하는 2개의 파일럿 심볼 위치에서의 제1, 제2 채널 추정값을 계산하여 보간부(101e)에 입력하고, 보간부(101e)는 인접 심볼간의 채널 추정값(지연 프로파일의 지연 시간을 포함함)을 직선 보간하여 심볼 주기로 출력한다. 이와 같이 하면, 버퍼(111)가 필요하게 되지만, 고속 페이징에 대한 추종성을 향상시킬 수 있다.

<192> (J) 제9 실시예

<193> 도 31은 제9 실시예의 수신 장치의 구성도로서, 도 9의 제2 실시예와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 다른 점은, 파일럿 심볼의 시간 파형 신호로부터 ISI 레플리카 부분을 제거하는 ISI 레플리카 제거부(501), FFT 연산부(502), ICI 변동값 산출부(503), ICI 변동을 보정하는 승산부(504)를 구비하고 있는 점이다.

<194> 제2 실시예에서는, 도 10에서 설명한 바와 같이, ISI 기간 y 부분을 제거한 (b)에 도시한 데이터 심볼의 파형 신호를 FFT 연산 처리하기 위해, ICI 레플리카를 생성하여 (b)의 파형의 ISI 기간 y 부분에 삽입하여도, 정확하게는 (f)에 도시한 바와 같은 주기 연속 파형이 얻어지지 않아, 왜곡이 발생한다.

<195> 따라서, 제9 실시예에서는, (b)에 도시한 데이터 심볼 파형을 FFT 연산하였을 때의 영향을 계산하여, 그 영향을 제거하도록 제어한다. 즉, ISI 레플리카 제거부(501)는, 기지 파일럿 심볼의 시간 파형 신호로부터 ISI 기간 y 부분을 제거하고, FFT 연산부(502)는 ISI 레플리카 제거부의 출력 신호에 FFT 연산 처리하고, ICI 변동값 산출부(503)는 서브 캐리어마다 FFT 출력과 기지 파일럿 심볼의 차분을 연산하여 ICI 변동값  $A \exp(j\phi)$ 을 산출한다. 승산부(504)는, 서브 캐리어마다 ICI 변동값의 역특성  $\exp(-j\phi)/A$ 를 채널 보상부(202)의 출력 신호로 승산하여 다음단의 IFFT 연산부(203)에 입력한다. 역특성을 승산함으로써, 감산부(102)에서 ISI 기간 y 부분을 제거한 영향을 보상할 수 있고, 복조 신호 복원 레플리카 생성부(204)에 의해 정확한 ICI 레플리카를 발생할 수 있으며, 도 10의 (f)에 도시한 바와 같은 주기 연속 파형이 얻어진다. 또, 상기 ICI 변동값도 파일럿 신호 사이에서 직선 보간하면 고속 페이징에 대한 추종 특성이 향상된다.

<196> (K) 제10 실시예

<197> 도 32는 제10 실시예의 수신 장치의 구성도로서, 도 22의 제6 실시예와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 다른 점은, 채널 보상부(202)와 IFFT부(203)의 사이에 제공한 심볼 경관정부(310)를 심볼 연관정부(601)로 치환한 점이다.

<198> 심볼 경관정에서는, 양호한 BER-지연 시간 특성을 얻기 위해서는 도 24에 도시한 바와 같이 D/U의 값에 대응하여, 심볼 경관정할지, 경관정하지 않을지를 전환할 필요가 있었다. 따라서, 이러한 전환을 행할 필요가 없도록 한 것이 제10 실시예이다. 도 5 내지 도 7을 참조하면, C는 양자화 비트가 ∞의 심볼 연관정에 의한 특성(제2 실시예의 특성), D는 심볼 경관정에 의한 특성(제6 실시예의 특성)이다. 이들 특성에 의해 심볼 연관정의 양자화 비트 길이를 유한으로 하면, C, D의 중간 특성이 얻어진다. 도 33 내지 도 35는 심볼 연관정의 양자화 비트 길이를 2, 3, 5 비트로 한 경우의 BER-지연 시간 특성이고, A는 리미터가 부가된 양자화 비트가 ∞인 제8 실시

예(도 25 참조)의 특성도, B, C, D는 심볼 연관정의 양자화 비트 길이를 2, 3, 5 비트로 할 때의 제10 실시예의 특성, E는 경관정 특성이다.

- <199> 도 33 내지 도 35에 의해, 양자화 비트 수=3(즉 연관정 비트 수=2)이, 복잡도와 특성의 쌍방의 관점에서 보아 최적이라고 할 수 있다. 양자화 비트=∞는, DSP(디지털 시그널 프로세서) 등의 부동 소수점 연산에 의해 실현할 수 있지만, 고속 동작 등에서 문제가 있다.
- <200> (L) 제11 실시예
- <201> 이상의 제1 내지 제10 실시예에서는, 파일럿 심볼의 가드 인터벌 길이  $N_{GP}$ 를 데이터 심볼의 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$ 보다 길게 함으로써, 데이터 심볼의 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$ 를 초과한 지연파가 발생하여도, 심볼간 간섭 ISI 및 캐리어간 간섭 ICI을 저감시켜, 양호한 특성이 얻어지도록 한 것이다.
- <202> 제11 실시예는, 도 36에 도시한 바와 같이 파일럿 심볼 P의 가드 인터벌 길이  $N_{GP}$ 와 데이터 심볼 D<sub>i</sub>의 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$ 가 동일한 경우에서, 이들 가드 인터벌 길이 이상의 지연  $N\tau_{max}$ 를 갖는 지연파가 발생하여도, ISI 레플리카를 수신 신호로부터 삭제하여 심볼간 간섭 ISI을 저감시킬 뿐만 아니라, 또한, 상기 삭제 부분에 ICI 레플리카를 삽입하여 캐리어간 간섭 ICI를 저감시킨다.
- <203> 도 37은 제11 실시예의 제1 수신 장치의 구성도로서, 도 3의 제1 실시예와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 제11 실시예에서 제1 실시예와 구성이 다른 점은, ① 채널 추정부(601)로 제1 실시예의 채널 추정부(101)를 치환한 점, ② 제1 실시예에서의 GI 초과 지연파 검출부(103)를 삭제한 점, ③ 채널 추정부(601)를 직접 ISI 레플리카 생성부(104)에 접속하고 있는 점이다.
- <204> 제11 실시예의 채널 추정부(601)에서, 지연 프로파일 측정부(601a)는, 기지 파일럿 심볼의 시간 파형 신호와 수신 신호와의 상관 연산을 행하여 지연 프로파일을 작성한다. 임계값 판정부(601b)는 잡음을 고려하여 일정 레벨 이상의 피크점의 시간 위치(직접파 위치  $T_0$ 와 지연파 위치  $T_u$ )를 검출하고, GI 초과 지연파 검출부(601c)는, 피크 간격  $N_{INT}$ 이 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$  이상인지를 판별하여, 이상이면 GI 초과 지연파가 발생하고 있다고 판정한다. "0" 삽입부(601d)는 가드 인터벌 길이  $N_{GD}$  이상의 지연파가 발생하고 있는 경우에는, 임계값 이하의 상관값을 "0"으로 하여 지연 프로파일을 출력한다.
- <205> ISI 레플리카 생성부(104)는 지연 프로파일로부터 가드 인터벌 길이 이상의 지연 시간 부분을 ISI 부분으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 기지의 심볼의 시간 파형 부분 혹은 이전 심볼의 시간 파형 부분을 ISI 레플리카로서 발생한다. 이후, 제1 실시예와 동일한 제어가 행해진다.
- <206> 도 38 내지 도 40은,  $N_{GD}=200$  샘플로서 D/U가 각각 0dB, 1dB, 3dB인 경우에서의 제11 실시예의 BER-지연 시간 특성도이고, 비교를 위해 제1 실시예의 특성도 나타내고 있다. A는 제11 실시예의 특성, B는 제1 실시예의 특성이다. D/U=0dB 등 엄격한 조건 하에서도, 제1 실시예에 비하여 열화는 거의 보이지 않는다.
- <207> 도 41은 11 실시예에 ICI 레플리카 생성부를 제공하고, ICI 레플리카를 ISI 기간에 부가하는 제11 실시예의 제2 수신 장치의 구성도이다.
- <208> 도시하지 않지만, 제11 실시예를 제3 내지 제10 실시예와 동등한 구성으로 발전시킴으로써 이들과 동등한 효과가 얻어지도록 할 수 있다. 예를 들면, 2브랜치 다이버시티 구성으로 함으로써 특성 개선을 한층 더 기대할 수 있다. 또한, ICI 왜곡과 심볼 오관정의 트레이드 오프 발생을 감안하여, ISI 전력(즉, D/U)에 대응하여 적응적으로 제어를 전환하도록 할 수도 있다.
- <209> (M) 제12 실시예
- <210> 이상의 제1 내지 제11 실시예는 ISI 레플리카를 발생하고, 상기 ISI 레플리카를 수신 신호로부터 감산하여 ISI를 감소시키는 것으로, ISI 레플리카 발생의 하드웨어가 필요하게 된다.
- <211> 따라서, 제12 실시예에서는, 도 42에 도시한 바와 같이 가드 인터벌  $N_{GI}$  기간 이상의 지연파(패스 C의 제2 지연파)가 발생하고 있는 경우, 가장 지연되고 있는 패스까지 수신 신호를 (a)에 나타낸 바와 같이 0으로 치환한다. 즉, 가드 인터벌  $N_u$  기간 이상의 지연 부분(= $N\tau_{max}-N_{GI}$ )은 ISI를 발생하기 때문에, 이 기간의 수신 신호(희망파, 지연파)를 0으로 치환하여 복원 레플리카를 발생하고, 상기 복원 레플리카를 수신 신호에 가산하여 복조 신호를 생성한다. 이와 같이 하면, ISI 레플리카를 생성할 필요는 없게 되지만, 지연 시간이 커질 수록 특성은 열화한



다. 그러나, 가드 인터벌  $N_{GI}$  기간 이상의 지연과가 발생하는 경우는 드물다.

- <212> 그런데, (a)에 도시한 바와 같이 0으로 치환하는 구성은 간단하지만 파형의 불연속성이 현저하게 되어, 왜곡이 발생한다. 따라서, (b)에 도시한 바와 같이 창 함수를 발생하고, 상기 창 함수를 ISI 부분에 승산함으로써 연속성을 유지하여 왜곡의 발생을 억제한다.
- <213> 도 43은 제12 실시예의 수신기의 구성도로서, 도 22의 제6 실시예와 동일 부분에는 동일 부호를 붙이고 있다. 제6 실시예와 다른 점은, ISI 레플리카를 생성하여 수신 신호로부터 감산하는 구성(102~105, 109~110)을 삭제하고, 그 대신에 파형 정형부(701)를 제공한 점이다.
- <214> 도 44는 파형 정형부(701)의 제1 실시예로서, 셀렉트 신호 발생부(711)와 셀렉터(712)를 구비하고 있다. 셀렉트 신호 발생부(711)는, 가드 인터벌  $N_{GI}$  기간 이상의 지연과가 존재할지를 감시하고, 존재하는 경우에는 최대 지연과의 지연 시간을  $N\tau_{max}$ 라고 하면, FFT 윈도우의 선두( $N\tau_{max}-N_{GI}$ ) 동안, 하이 레벨이 되는 셀렉트 신호를 출력한다. 셀렉터(712)는 셀렉트 신호 SSL가 하이 레벨 동안, 즉, ( $N\tau_{max}-N_{GI}$ ) 동안 "0"을 선택하여 출력하고, 그 기간 이외는 수신 신호를 출력한다.
- <215> 파형 정형부(701)에서 ISI 기간이 "0"으로 된 수신 신호(ISI 컷트 신호)는, FFT(201), 채널 보상부(202), 심볼 경관정부(310), IFFT부(203)에서 처리되고, 복조 신호 복원 레플리카 생성부(204)로부터 복원 레플리카를 발생한다. 가산부(205)는 복원 레플리카를 수신 신호의 ISI 부분(ISI 컷트 신호의 0부분이어도 됨)에 삽입하고, 이후, FFT(106), 채널 보상부(108)는 FFT 처리, 채널 보상 처리를 실시하여 복조 신호를 출력한다.
- <216> 도 45는 파형 정형부(701)의 제2 실시예로서, 타이밍 신호 발생부(721)와 창 함수 발생부(722)와 승산부(723)를 구비하고 있다. 타이밍 신호 발생부(721)는, 가드 인터벌  $N_{GI}$  기간 이상의 지연과가 존재하는지를 감시하고, 존재하는 경우에는 최 대 지연과의 지연 시간을  $N\tau_{max}$ 라고 하면, FFT 윈도우의 선부( $N\tau_{max}-N_{GI}$ ) 동안, 하이 레벨이 되는 타이밍 신호를 출력한다. 창 함수 발생부(722)는 타이밍 신호가 하이 레벨의 기간, 창 함수 WF를 발생한다. 창 함수는 예를 들면, 도 46에 도시한 바와 같이 ( $N\tau_{max}-N_{GI}$ )의 기간 동안에 1.0까지 직선적으로 증가하는 함수, 혹은, 도 47에 도시한 바와 같이 시상수( $N\tau_{max}-N_{GI}$ )의 지수 함수, 삼각 함수 등이 생각된다. 승산부(723)는 수신 신호에 창 함수를 승산하여, 승산 결과를 출력한다.
- <217> 파형 정형부(701)에서 창 함수가 승산된 수신 신호는, FFT(201), 채널 보상부(202), 심볼 경관정부(310), IFFT부(203)에서 처리되고, 복조 신호 복원 레플리카 생성부(204)로부터 복원 레플리카를 발생한다. 가산부(205)는 복원 레플리카를 파형 정형부(701)로부터 출력되는 신호의 ISI 부분에 삽입하고, 이후, FFT(106), 채널 보상부(108)는 FFT 처리, 채널 보상 처리를 실시하여 복조 신호를 출력한다. 또, 점선으로 나타낸 바와 같이 파형 정형부(701)로부터 출력되는 신호의 ISI 부분에 0을 삽입하는 "0" 삽입부(702)를 제공하여, "0" 삽입 신호에 복원 레플리카를 가산하도록 구성할 수도 있다.
- <218> 또한, 도 43의 심볼 경관정부(310)는 반드시 필요하지는 않으며, 또한, 심볼 경관정부(310)는, 리미터(도 25), 심볼 연관정부(도 32) 등으로 치환할 수도 있다. 또한, 파형 정형부에서 처리하는 기간( $N\tau_{max}-N_{GI}$ )을 적응적으로 제어하지 않고, 고정적인 기간을 미리 설정함으로써 처리량의 저감을 확고히 하는 것도 가능하다.
- <219> 이상의 실시예에서는, 지연과가 1개인 경우에 대하여 본 발명을 설명하였지만, 지연과가 2 이상인 경우에도 적용할 수 있는 것은 물론이다. 이 경우, 이하의 ①~③에 따라서 ISI, ICI를 제거하여야 할 대상의 지연과를 결정한다.
- <220> ① 지연과의 수를 전력 내림차순으로 K로 제한함으로써 연산량을 삭감한다.
- <221> ② 지연과의 수를 지연 시간 내림차순으로 K로 제한함으로써 연산량을 삭감한다.
- <222> ③ 상기 ①, ②의 2개의 파라미터(전력, 지연 시간)를 고려한 내림차순, 예를 들면 승산 결과의 내림차순으로 K로 제한함으로써 연산량을 삭감한다.
- <223> (부기 1)
- <224> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,

- <225> 기지의 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이를, 데이터 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이보다 크게 하여 송신되어 온 신호를 수신하는 수신부와,
- <226> 상기 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산함으로써 데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부
- <227> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <228> (부기 2)
- <229> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,
- <230> 데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부와,
- <231> 상기 지연 프로파일로부터 상기 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 ISI 레플리카를 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,
- <232> 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,
- <233> 감산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부
- <234> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <235> (부기 3)
- <236> 상기 ISI 레플리카 생성부는, 상기 ISI 부분에 따른 기지의 심볼의 시간 파형 부분 혹은 이전 심볼의 시간 파형 부분을 상기 ISI 레플리카로서 발생하는 것을 특징으로 하는 부기 2에 기재된 수신 장치.
- <237> (부기 4)
- <238> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,
- <239> 데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부와,
- <240> 상기 지연 프로파일로부터 상기 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따라 ISI 레플리카를 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,
- <241> 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,
- <242> 상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카(복원 레플리카)를 생성하는 수단과,
- <243> 상기 복원 레플리카를, 상기 감산 출력의 상기 ISI 레플리카 삭감 부분에 삽입하는 수단과,
- <244> 상기 삽입 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부
- <245> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <246> (부기 5)
- <247> 상기 ISI 레플리카 생성부는, 상기 ISI 부분에 따른 기지의 심볼의 시간 파형 부분 혹은 이전 심볼의 시간 파형 부분을 상기 ISI 레플리카로서 발생하는 것을 특징으로 하는 부기 4에 기재된 수신 장치.
- <248> (부기 6)
- <249> 제1 및 제2 채널 보상부를 구비하고,
- <250> 상기 지연 프로파일 측정부는, 수신 신호의 시간 파형과 기지의 심볼의 시간 파형과의 자기 상관 연산을 행하여 지연 프로파일을 측정함과 함께 채널 추정값을 출력하고,
- <251> 상기 제1 채널 보상부는, 상기 채널 추정값을 이용하여 상기 ISI 레플리카에 채널 보상을 실시하여 상기 감산부에 입력하며,
- <252> 상기 제2 채널 보상부는, 채널 추정값을 캐리어마다의 채널 추정값으로 변환하고, 상기 채널 추정값을 이용하여

상기 FFT 처리 결과에 채널 보상을 행하는 것을 특징으로 하는 부기 2 또는 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<253> (부기 7)

<254> 상기 지연 프로파일 측정부는, 상기 FFT 처리한 결과에 IFFT 처리를 실시하여 수신 신호의 시간 파형 신호를 발생하고, 상기 시간 파형과 기지의 심볼의 시간 파형과의 자기 상관 연산을 행하여 지연 프로파일을 측정함과 함께 채널 추정값을 출력하는 것을 특징으로 하는 부기 2 또는 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<255> (부기 8)

<256> 기지의 심볼간에서 상기 지연 프로파일 및 채널 추정값을 보간하는 보간부를 포함하며,

<257> 상기 보간된 지연 프로파일 및 채널 추정값을 이용하여 ISI 레플리카의 발생이나 채널 보상 제어를 행하는 것을 특징으로 하는 부기 6에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<258> (부기 9)

<259> 안테나 다이버시티 구성으로 하였을 때, 각각의 브랜치에서의 ISI 부분의 영향도를 검출하여, ISI 부분의 영향이 작은 브랜치를 결정하는 수단과,

<260> ISI 부분의 영향이 작은 브랜치의 복조 신호 복원 레플리카를 선택하는 수단을 포함하며,

<261> 각 브랜치는 상기 선택된 복조 신호 복원 레플리카를 사용하는 것을 특징으로 하는 부기 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<262> (부기 10)

<263> 상기 복조 신호 복원 레플리카 생성 수단은,

<264> 캐리어 주파수마다 채널 보상 결과에 대하여 심볼의 경관정을 행하는 경관정부를 포함하며, 상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 상기 FFT 처리 결과에 채널 보상을 실시하고, 캐리어 주파수마다 채널 보상 결과에 대하여 심볼의 경관정을 행하며, 캐리어 주파수마다의 경관정 결과에 IFFF 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 것을 특징으로 하는 부기 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<265> (부기 11)

<266> 상기 복조 신호 복원 레플리카 생성 수단은,

<267> 제거하여야 할 지연과 전력의 크기가 임계값을 만족하는지를 감시하는 수단을 포함하며,

<268> 상기 임계값을 만족하면, 채널 보상 결과를 선택하고, 만족하지 않으면, 경관정 처리 결과를 선택하며, 선택한 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 것을 특징으로 하는 부기 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<269> (부기 12)

<270> 상기 복조 신호 복원 레플리카 생성 수단은,

<271> 서브 캐리어마다의 채널 보상 결과가 리미트값 이상이 되지 않도록 제한하는 리미트부를 포함하며, 상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, FFT 처리 결과에 채널 보상을 실시하고, 서브 캐리어마다의 채널 보상 결과가 리미트값 이상으로 되지 않도록 제한하며, 제한 결과에 IFFF 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 것을 특징으로 하는 부기 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<272> (부기 13)

<273> 기지 신호로부터 상기 ISI 부분을 제거하는 제거부와,

<274> 상기 제거부의 출력 신호에 FFT 처리를 실시하여 캐리어마다의 ICI 변동값을 산출하고, 또한, 상기 ICI 변동값의 역특성을 캐리어마다 구하는 수단을 포함하며,

<275> 상기 복조 신호 복원 레플리카 생성 수단은,

<276> 상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, FFT 연산 결과에 채널 보상을 실시하며, 상기 캐리어마다의 역특성을 채널 보상 결과에 승산하고, 캐리어 주파수마다의 승산 결과에 IFFF 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카

를 생성하는 것을 특징으로 하는 부기 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<277> (부기 14)

<278> 상기 복조 신호 복원 레플리카 생성 수단은,

<279> 캐리어 주파수마다 채널 보상 결과에 대하여 심볼의 연관정을 행하는 연관정부를 포함하며, 상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, FFT 연산 결과에 채널 보상을 실시하며, 캐리어 주파수마다 채널 보상 결과에 대하여 심볼의 연관정을 행하고, 캐리어 주파수마다의 연관정 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 것을 특징으로 하는 부기 4에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<280> (부기 15)

<281> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 다이버시티 수신 장치에 있어서,

<282> 데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부와,

<283> 상기 지연 프로파일로부터 상기 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 이전 심볼의 시간 파형 부분을 상기 ISI 레플리카로서 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,

<284> 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,

<285> 상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상하는 FFT/채널 보상 수단과,

<286> 복원 레플리카 생성 수단으로부터 출력하는 복조 신호 복원 레플리카(복원 레플리카)를, 상기 감산 출력의 상기 ISI 레플리카 삭감 부분에 삽입하는 수단과,

<287> 상기 삽입 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부,

<288> 를 브랜치마다 제공하며, 또한,

<289> 각 브랜치의 상기 FFT/채널 보상 수단으로부터 출력되는 신호를 캐리어마다 최대비 합성 혹은 선택 합성하고, 각 캐리어의 합성 신호에 IFFT 처리를 실시하여 상기 복원 레플리카를 생성하는 복원 레플리카 생성 수단과,

<290> 각 브랜치의 상기 데이터 복조부의 복조 신호를 캐리어마다 최대비 합성 혹은 선택 합성하여 출력하는 선택/합성부

<291> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.

<292> (부기 16)

<293> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,

<294> 데이터 심볼의 가드 인터벌 이상의 지연을 갖는 지연파의 지연 프로파일을 측정하는 지연 프로파일 측정부와,

<295> 상기 지연 프로파일로부터 상기 가드 인터벌 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 ISI 레플리카를 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,

<296> 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,

<297> 상기 감산 출력의 상기 ISI 부분에 "0"을 삽입하는 수단과,

<298> 상기 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카(복원 레플리카)를 생성하는 수단과,

<299> 상기 복원 레플리카를, 상기 "0" 삽입 수단으로부터 출력되는 신호의 상기 "0" 삽입된 ISI 부분에 가산하는 수단과,

<300> 상기 가산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부

- <301> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <302> (부기 17)
- <303> 상기 ISI 레플리카 생성부는, 상기 ISI 부분에 따른 기지의 심볼의 시간 파형 부분 혹은 이전 심볼의 시간 파형 부분을 상기 ISI 레플리카로서 발생하는
- <304> 것을 특징으로 하는 부기 16에 기재된 수신 장치.
- <305> (부기 18)
- <306> 상기 IFFT 처리를 실시하여 복원 레플리카를 생성하는 수단과, 상기 복원 레플리카를, 상기 "0" 삽입 수단에 의해 "0" 삽입된 ISI 부분에 가산하는 수단과, 상기 가산 결과에 FFT 처리를 실시하는 수단을 다단으로 포함하는 것을 특징으로 하는 부기 16에 기재된 수신 장치.
- <307> (부기 19)
- <308> 기지의 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이를, 데이터 심볼에 부가하는 가드 인터벌 길이보다 크게 하여 송신되어 온 신호에 대하여 상기 처리를 행하는 것을 특징으로 하는 부기 2, 부기 4, 부기 16에 기재된 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <309> (부기 20)
- <310> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 소정 길이의 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하여 복조하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,
- <311> 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하는 연산부와,
- <312> 임계값 이상의 상관값을 이용하여, 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는지를 검출하는 수단과,
- <313> 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생하고 있는 경우에는, 임계값 이하의 상관값을 "0"으로 하여 지연 프로파일을 출력하는 수단과,
- <314> 상기 지연 프로파일로부터 가드 인터벌 길이 이상의 지연 시간 부분을 부호간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 ISI 레플리카를 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,
- <315> 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,
- <316> 감산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부
- <317> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <318> (부기 21)
- <319> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 소정 길이의 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하여 복조하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,
- <320> 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하는 연산부와,
- <321> 임계값 이상의 상관값을 이용하여, 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는지를 검출하는 수단과,
- <322> 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되고 있는 경우에는, 임계값 이하의 상관값을 "0"으로 하여 지연 프로파일을 출력하는 수단과,
- <323> 상기 지연 프로파일로부터 가드 인터벌 길이 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 ISI 레플리카를 발생하는 ISI 레플리카 생성부와,
- <324> 수신 신호로부터 상기 ISI 레플리카를 감산하는 감산부와,
- <325> 감산 출력에 FFT 처리를 실시하고, 채널 보상 후의 복조 결과에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 수단과,
- <326> 상기 복조 신호 복원 레플리카를, 상기 감산 출력의 상기 ISI 레플리카 삭감 부분에 삽입하는 수단과,
- <327> 상기 삽입 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부

- <328> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <329> (부기 22)
- <330> IFFT 처리하여 얻어지는 신호에 소정 길이의 가드 인터벌을 부가하여 송신된 신호를 수신하여 복조하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 전송 방식에서의 수신 장치에 있어서,
- <331> 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하여 지연 프로파일을 출력하는 수단과,
- <332> 상기 지연 프로파일로부터 가드 인터벌 길이 이상의 지연 시간 부분을 심볼간 간섭 부분(ISI 부분)으로서 검출하고, 상기 ISI 부분에 따른 수신 신호 부분의 파형을 정형하는 파형 정형부와,
- <333> 상기 파형 정형부의 출력 신호에 FFT 처리, 채널 보상을 실시하고, 상기 채널 보상 후의 신호에 IFFT 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성하는 수단과,
- <334> 상기 복조 신호 복원 레플리카를, 상기 수신 신호에 가산하는 수단과,
- <335> 상기 가산 결과에 FFT 처리를 실시하여 데이터를 복조하는 데이터 복조부
- <336> 를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치.
- <337> (부기 23)
- <338> 상기 파형 정형부는 상기 ISI 부분에 따른 수신 신호 부분을 "0"으로 하는 것을 특징으로 하는 부기 22에 기재된 수신 장치.
- <339> (부기 24)
- <340> 상기 파형 정형부는 상기 ISI 부분에 따른 수신 신호 부분에 소정의 창 함수를 승산하는 것을 특징으로 하는 부기 22에 기재된 수신 장치.

**발명의 효과**

- <341> 이상 본 발명에 따르면, 기지 신호의 가드 인터벌을 파일럿의 가드 인터벌보다 길게 함으로써, 데이터의 가드 인터벌을 초과한 지연파에 의한 ISI를 저감시킬 수 있어, 지연파의 지연 시간이 데이터의 가드 인터벌을 초과하여도 BER의 증대를 억제할 수 있다. 또한, 시간 영역에서 ISI를 억제처리하기 때문에, 서브 캐리어의 변조 다치수에 의하지 않고 일정한 연산량으로 제어 가능하여, 하드웨어 규모를 저감시킬 수 있다.
- <342> 본 발명에 따르면, 시간 영역에서 ISI 및 ICI의 양방을 억제처리할 수가 있어, 지연파의 지연 시간이 데이터의 가드 인터벌을 초과하여도 보다 효과적으로 BER의 증대를 억제할 수 있다. 또한, 시간 영역에서 ISI 및 ICI의 양방을 억제처리하기 때문에, 캐리어의 변조 다치 수에 의하지 않고 일정한 연산량으로 제어 가능하여, 하드웨어 규모를 저감시킬 수 있다.
- <343> 본 발명에 따르면, 채널 보상 결과에 대하여 심볼 경관정하거나, 혹은 소정 양자화 비트 길이로 연관정하고, 판정 결과에 IFFF 처리를 실시하여 복조 신호 복원 레플리카를 생성함으로써, 특성 개선을 한층 더 도모하는 것이 가능하다.
- <344> 본 발명에 따르면, 또한, 다이버시티 구성으로 하고, D/U가 양호한 브랜치의 신호를 이용하여 데이터 복조 신호를 발생하도록 하였기 때문에 데이터 판정 정밀도를 향상시킬 수 있다.
- <345> 본 발명에 따르면, 다이버시티 구성으로 하고, 각 브랜치의 수신 신호를 선택 합성 혹은 최대비 합성하고, 이들 합성 신호를 이용하여 복원 레플리카, ISI 레플리카를 발생시키고, ICI나 ISI를 억제하도록 하였기 때문에 데이터 판정 정밀도를 더욱 향상할 수 있다.
- <346> 본 발명에 따르면, 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하고, 임계값 이상의 상관값을 이용하여, 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는지를 검출하고, 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는 경우에는, 복원 레플리카, ISI 레플리카를 발생시켜, ICI나 ISI를 억제하도록 하였기 때문에, 기지의 심볼(파일럿 심볼)과 데이터 심볼의 가드 인터벌 길이가 동일하더라도, 기지 신호의 가드 인터벌을 파일럿의 가드 인터벌보다 길게 한 경우와 마찬가지로의 효과를 발휘할 수 있다.
- <347> 본 발명에 따르면, 수신 신호와 기지 신호와의 상관을 연산하여 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는지를 검출하고, 가드 인터벌 길이 이상의 지연파가 발생되어 있는 경우에는, 수신 신호의 ISI 부분을 "0" 혹

은 창 함수를 승산하여 정형하고, 정형 후의 수신 신호를 이용하여 복원 레플리카를 발생하여 ICI를 억제하도록 하였기 때문에, 간단한 구성으로 데이터 판정 정밀도를 더욱 향상시킬 수 있다.

**도면의 간단한 설명**

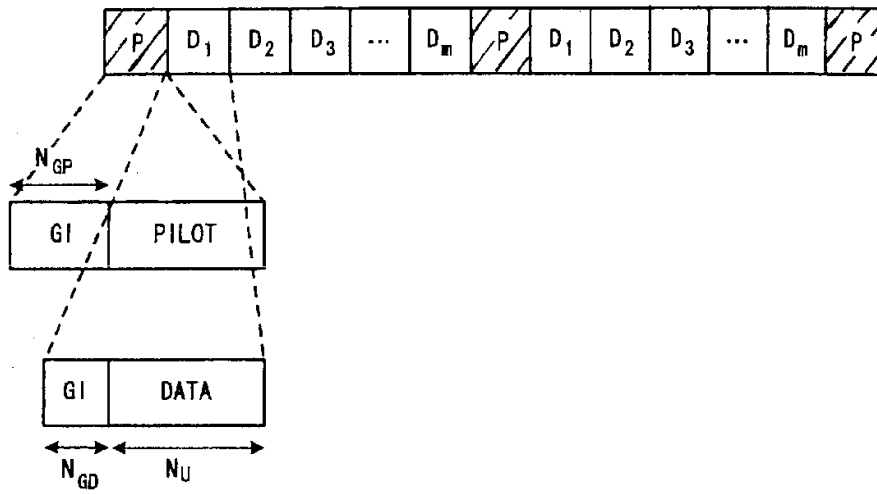
- <1> 도 1은 본 발명의 파일럿 심볼과 데이터 심볼 및 전송 프레임 포맷의 설명도.
- <2> 도 2는 파일럿 심볼, 데이터 심볼의 가드 인터벌 길이  $N_{GP}$ ,  $N_{GD}$ , 지연파의 지연 시간  $N\tau_{max}$ 의 관계도.
- <3> 도 3은 제1 실시예의 OFDM 전송 방식에서의 수신 장치의 구성도.
- <4> 도 4는 ISI 레플리카(replica) 발생 방법의 설명도.
- <5> 도 5는 지연파 위치(지연 시간)에 대한 BER의 제1 특성.
- <6> 도 6은 지연파 위치(지연 시간)에 대한 BER의 제2 특성.
- <7> 도 7은 지연파 위치(지연 시간)에 대한 BER의 제3 특성.
- <8> 도 8은 제1 실시예의 변형예.
- <9> 도 9는 제2 실시예의 수신 장치의 구성도.
- <10> 도 10은 캐리어간 간섭 ICI의 억제 원리 설명도.
- <11> 도 11은 제3 실시예의 수신 장치의 구성도.
- <12> 도 12는 각 부 A~D의 희망파 및 지연파의 신호 위상 설명도.
- <13> 도 13은 제3 실시예의 효과 설명도.
- <14> 도 14는 제3 실시예의 변형예로서, 캐리어간 간섭 억제부를 다단으로 종속 접속한 구성예.
- <15> 도 15는 변형예의 효과 설명도.
- <16> 도 16은 제4 실시예의 다이버시티 구성도.
- <17> 도 17은 2 브랜치 다이버시티 수신 효과 설명하기 위한 제1 수신 특성도.
- <18> 도 18은 2 브랜치 다이버시티 수신 효과 설명하기 위한 제2 수신 특성도.
- <19> 도 19는 서브 캐리어마다 선택 합성 혹은 최대비 합성하는 다이버시티 구성의 제5 실시예의 수신기 구성도.
- <20> 도 20은 2 브랜치의 다이버시티 수신에서의 ISI 레플리카 및 복원 레플리카의 생성 원리 설명도.
- <21> 도 21은 제5 실시예의 효과를 설명하는 시뮬레이션 특성도.
- <22> 도 22는 제6 실시예의 수신 장치의 구성도.
- <23> 도 23은 제6 실시예의 경관정의 필요성을 나타내는 배열 설명도.
- <24> 도 24는 제7 실시예의 수신 장치의 구성도.
- <25> 도 25는 제8 실시예의 수신 장치의 구성도.
- <26> 도 26은 리미트 범위 설명도.
- <27> 도 27은 제8 실시예의 제1 BER-지연 시간 특성.
- <28> 도 28은 제8 실시예의 제2 BER-지연 시간 특성.
- <29> 도 29는 제8 실시예의 제3 BER-지연 시간 특성.
- <30> 도 30은 채널 추정값을 보간하기 위한 구성도.
- <31> 도 31은 제9 실시예의 수신 장치의 구성도.
- <32> 도 32는 제10 실시예의 수신 장치의 구성도.
- <33> 도 33은 심볼 연관정의 양자화 비트 길이를 가변한 경우의 제1 BER-지연 시간 특성도.

- <34> 도 34는 심볼 연관정의 양자화 비트 길이를 가변한 경우의 제2 BER-지연 시간 특성도.
- <35> 도 35는 심볼 연관정의 양자화 비트 길이를 가변한 경우의 제3 BER-지연 시간 특성도.
- <36> 도 36은 제11 실시예의 파일럿 심볼과 데이터 심볼의 설명도.
- <37> 도 37은 제11 실시예의 제1 수신 장치의 구성도.
- <38> 도 38은 제11 실시예의 제1 BER-지연 시간 특성도.
- <39> 도 39는 제11 실시예의 제2 BER-지연 시간 특성도.
- <40> 도 40은 제11 실시예의 제3 BER-지연 시간 특성도.
- <41> 도 41은 제11 실시예의 제2 수신 장치의 구성도.
- <42> 도 42는 제12 실시예의 설명도.
- <43> 도 43은 제12 실시예의 수신기의 구성도.
- <44> 도 44는 파형 정형부의 제1 실시예.
- <45> 도 45는 파형 정형부의 제2 실시예.
- <46> 도 46은 창 함수의 제1 예.
- <47> 도 47은 창 함수의 제2 예.
- <48> 도 48은 멀티 캐리어 전송 방식의 송신 장치의 설명도.
- <49> 도 49는 OFDM 전송 방식의 송신 장치의 설명도.
- <50> 도 50은 직렬 병렬 변환 설명도.
- <51> 도 51은 파일럿 심볼을 프레임 내에서 분산한 경우의 프레임 구성도.
- <52> 도 52는 가드 인터벌 삽입 설명도.
- <53> 도 53은 지연파에 의한 부호간 간섭의 설명도.
- <54> 도 54는 OFDM 전송 방식의 수신 장치의 구성도.
- <55> 도 55는 종래 기술의 구성도.
- <56> <도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>
- <57> 100 : 가드 인터벌 제거부
- <58> 101 : 채널 추정부
- <59> 102 : 감산부
- <60> 103 : GI 초과 지연파 검출부
- <61> 104 : ISI 레플리카 생성부
- <62> 105 : 제1 채널 보상부
- <63> 106, 107 : FFT 연산부
- <64> 108 : 채널 보상부
- <65> 109 : IFFT 연산부
- <66> 110 : 지연 회로

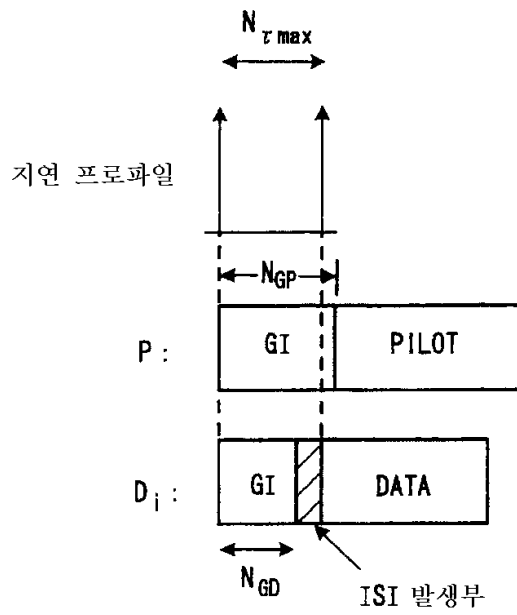


도면

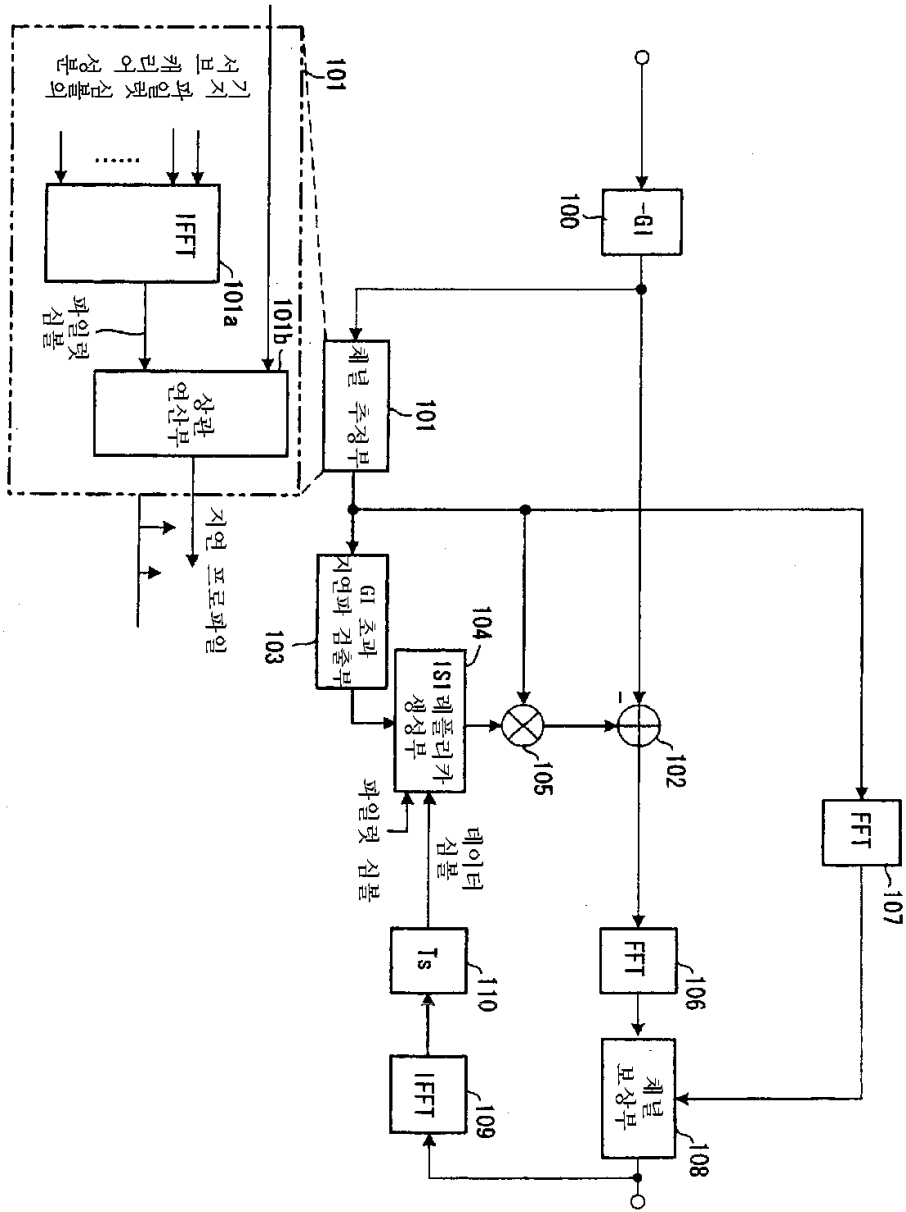
도면1



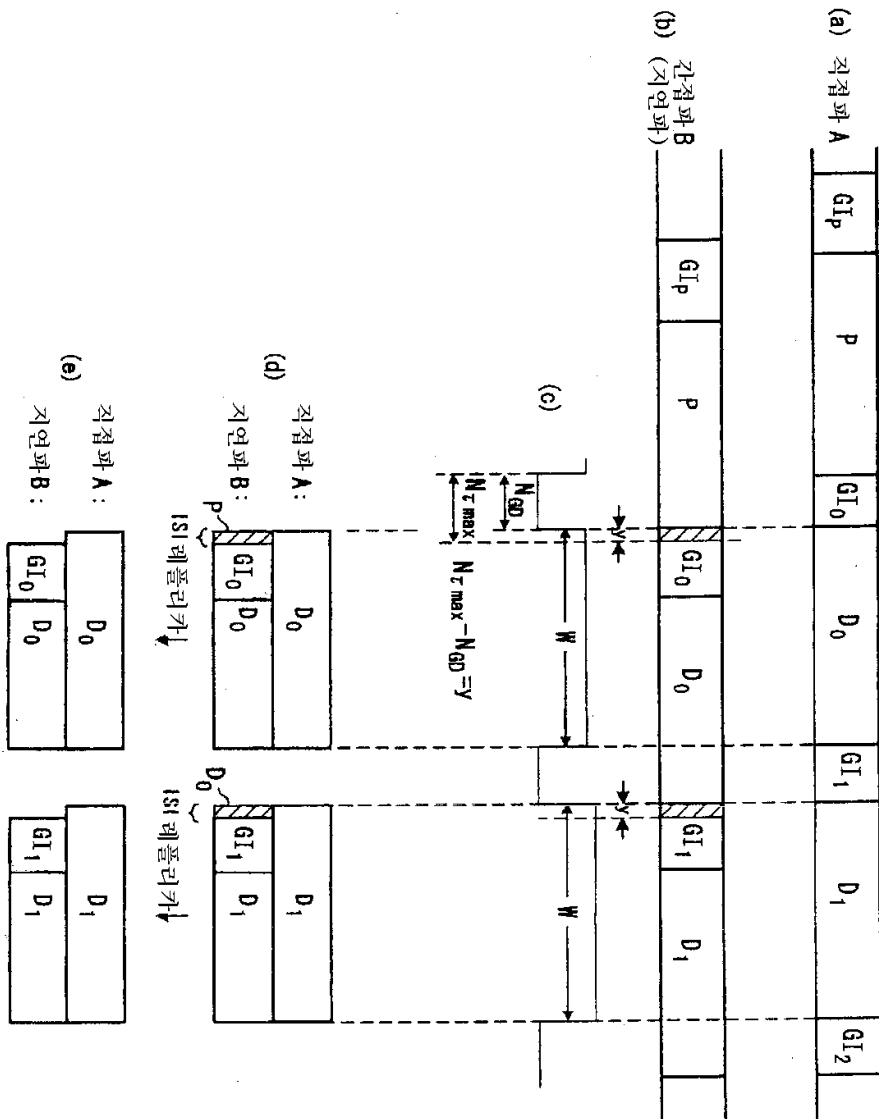
도면2



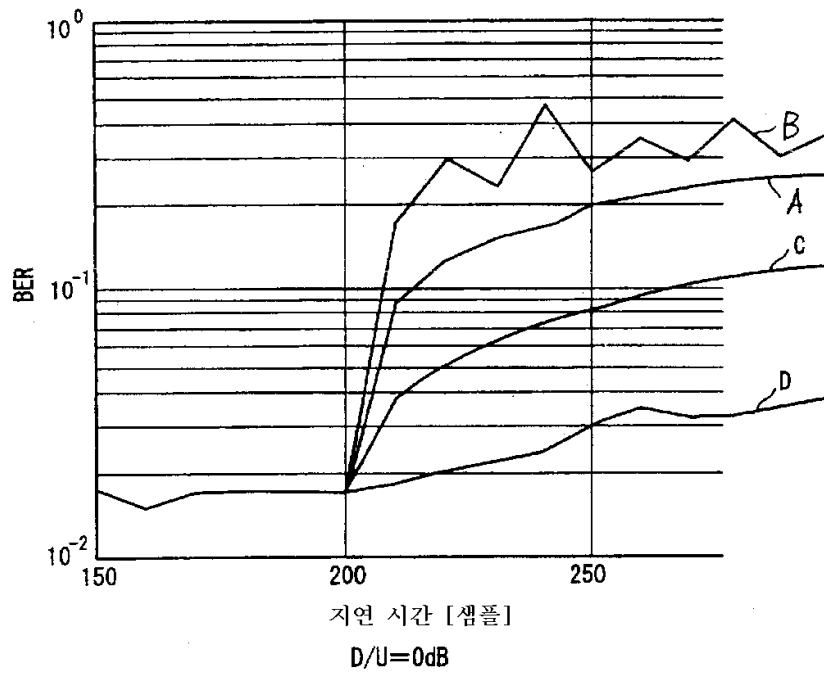
도면3



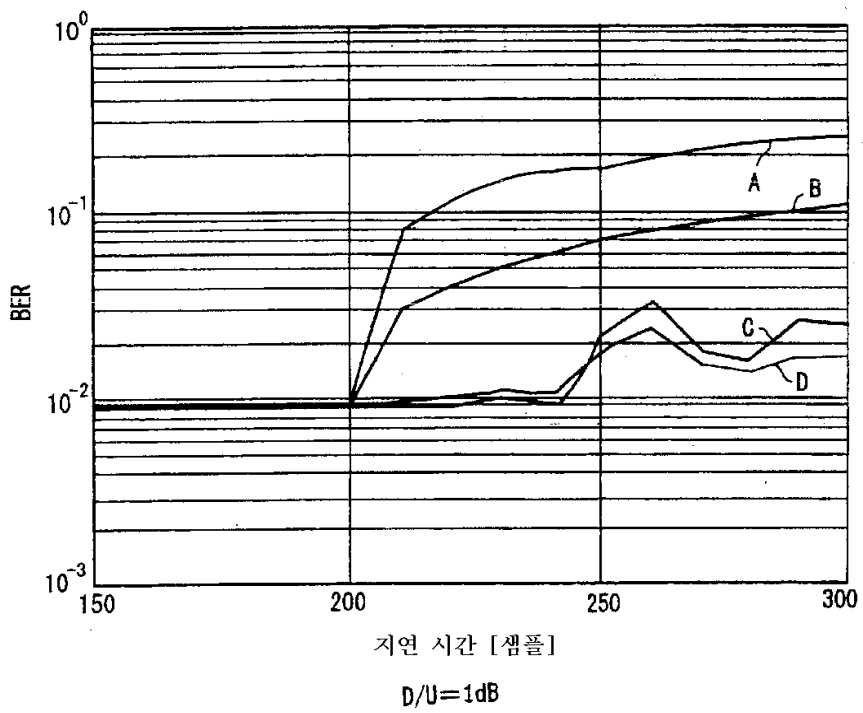
도면4



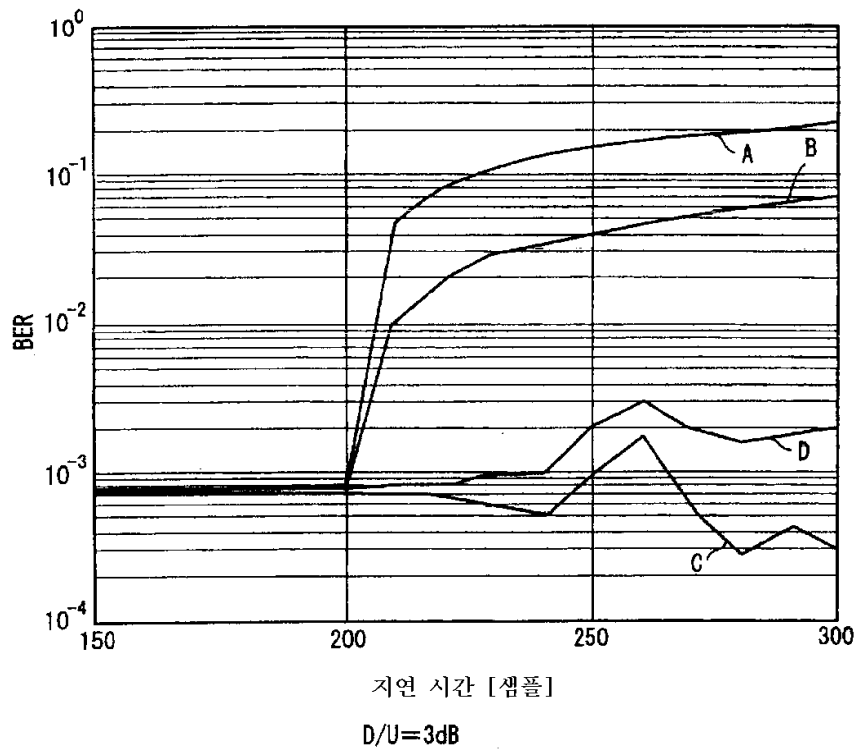
도면5



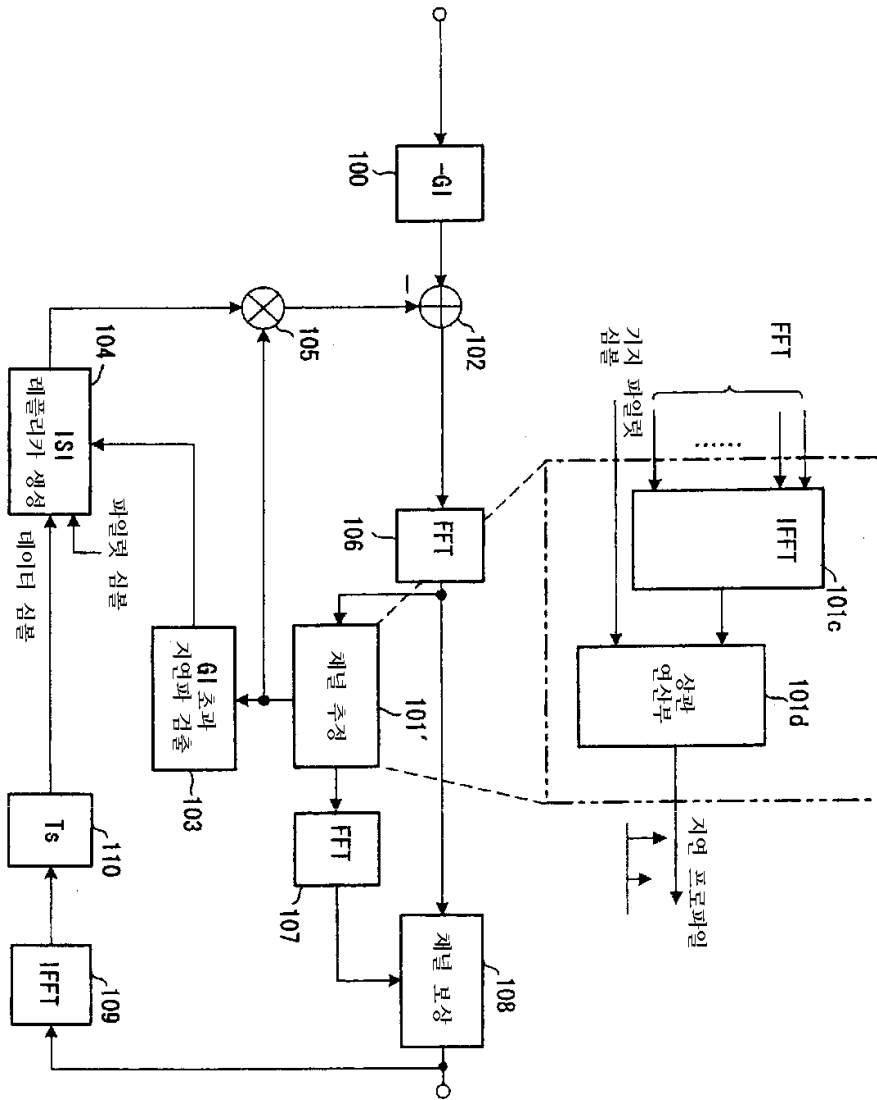
도면6



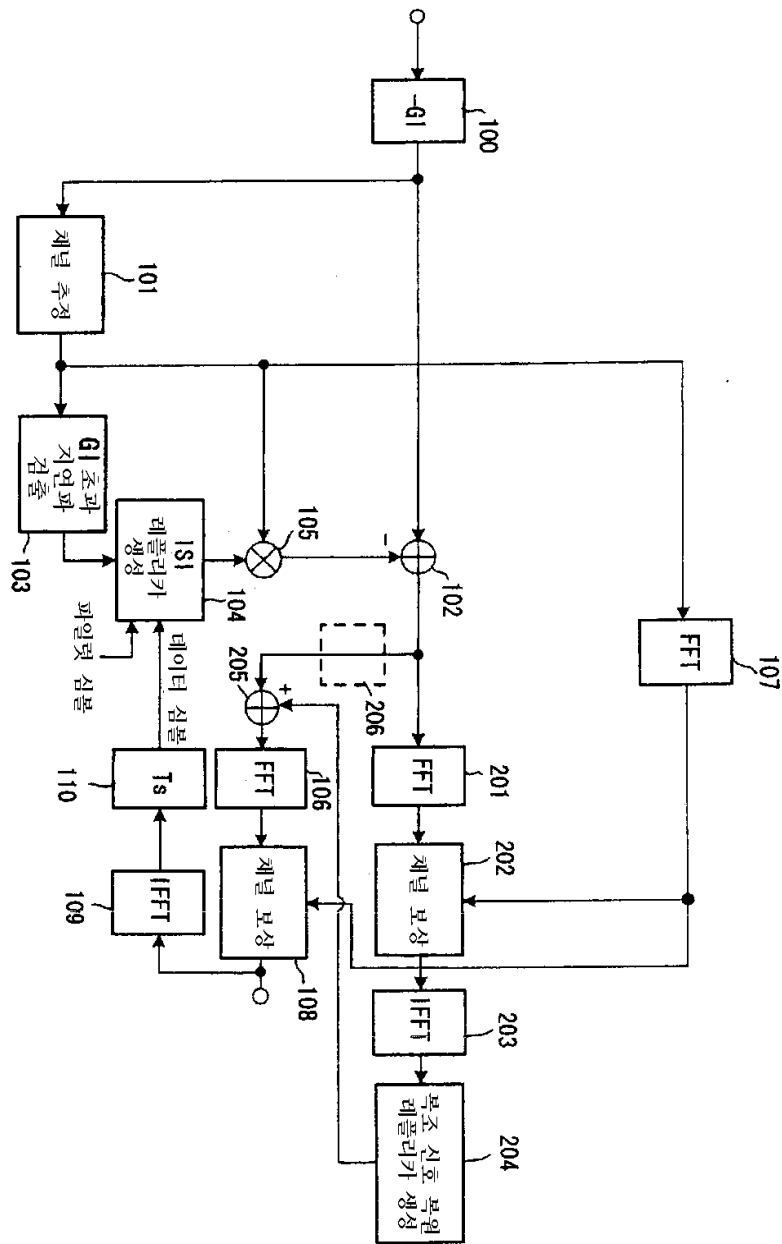
도면7



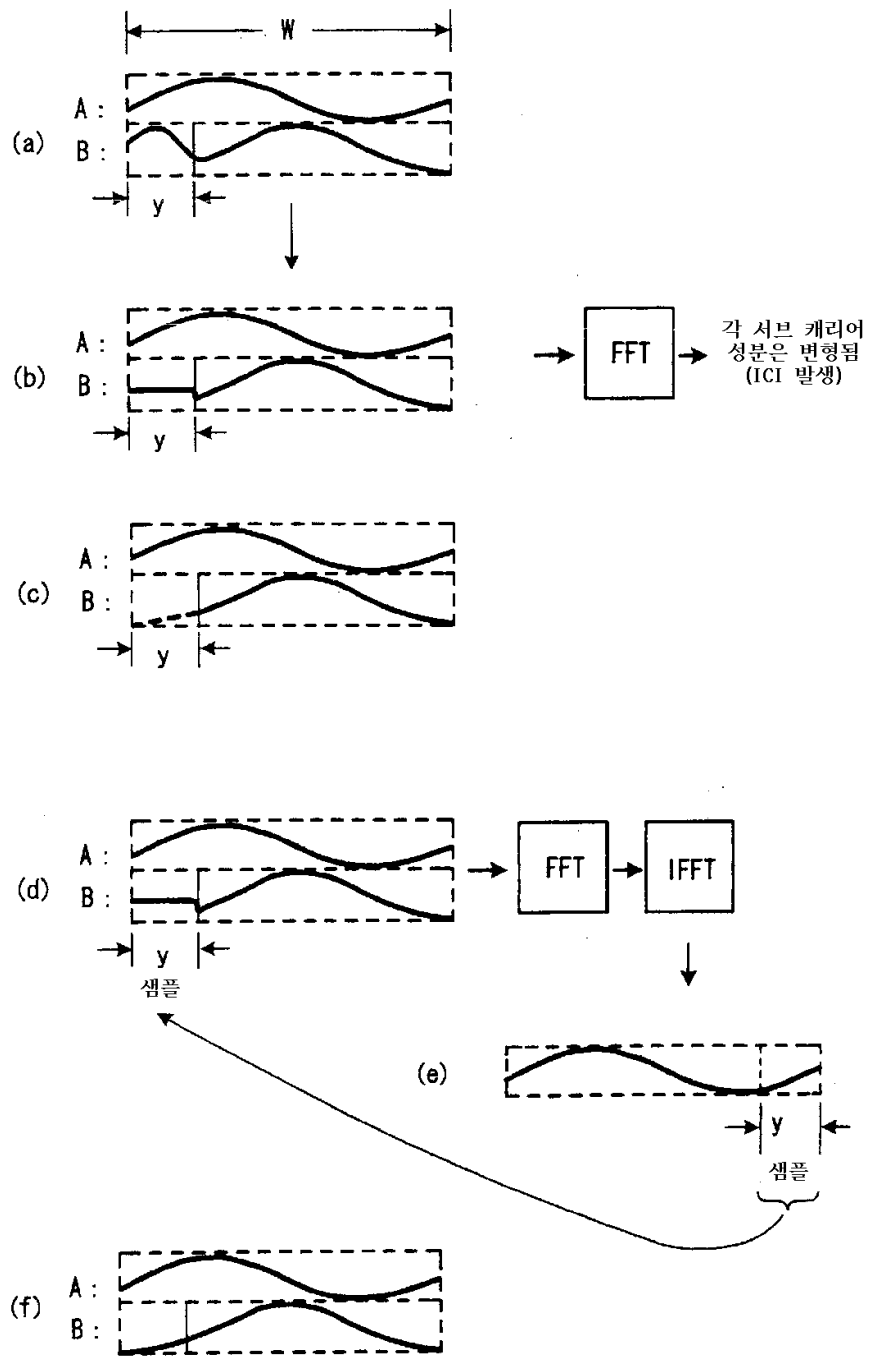
도면8



도면9



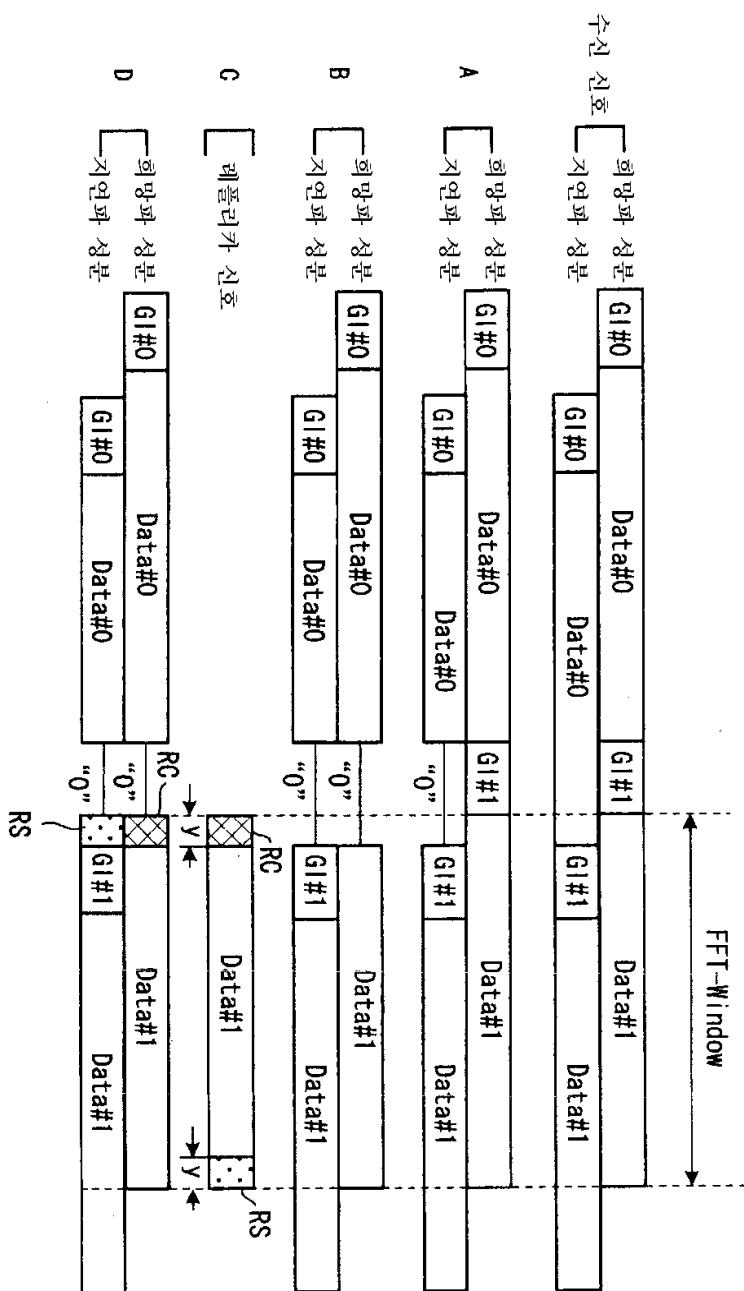
도면10



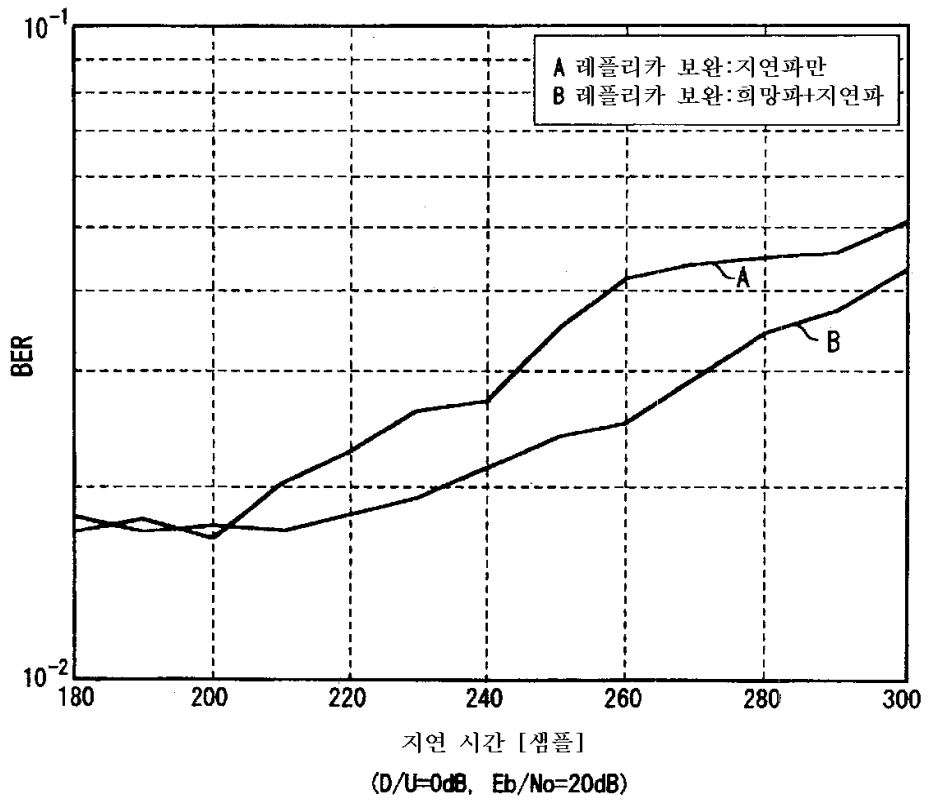




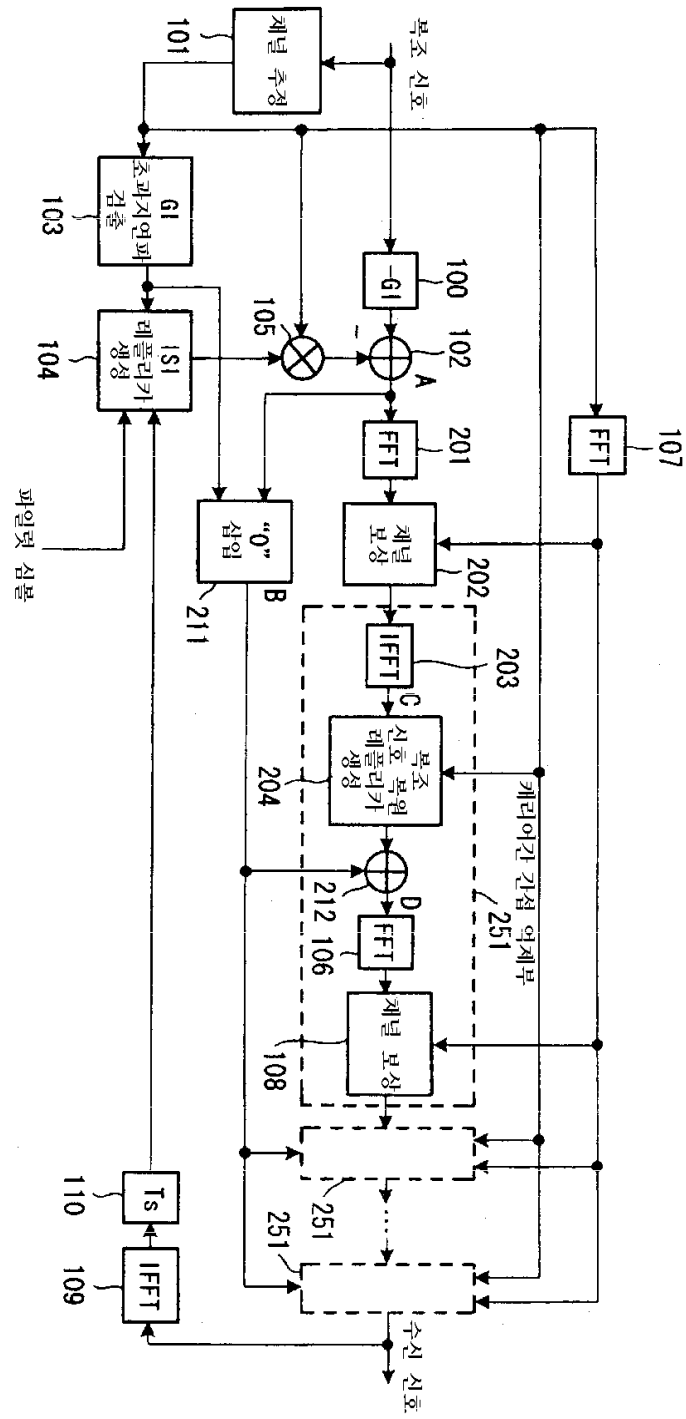
도면12



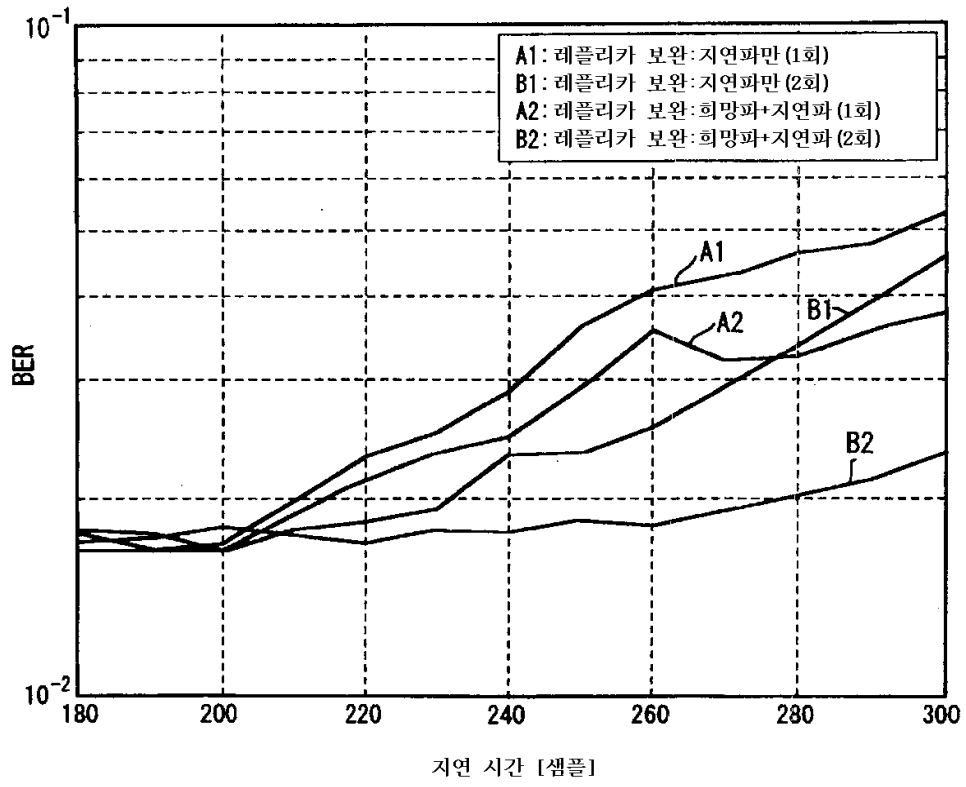
도면13



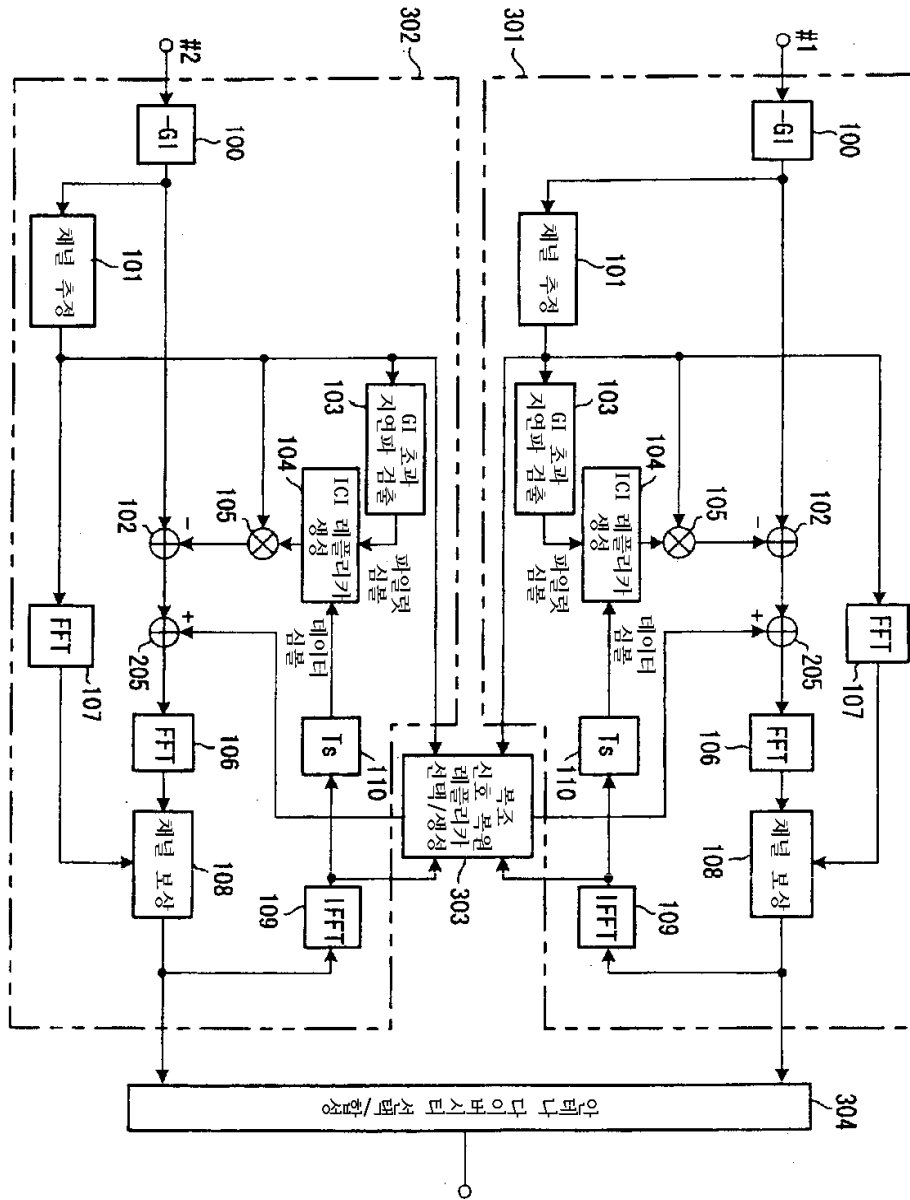
도면14



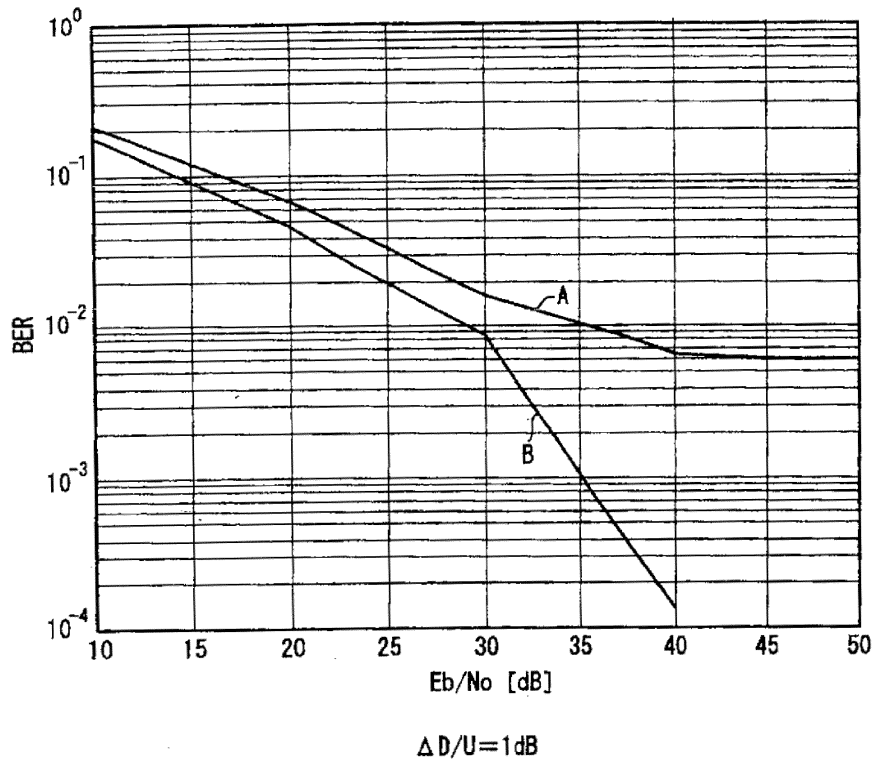
도면15



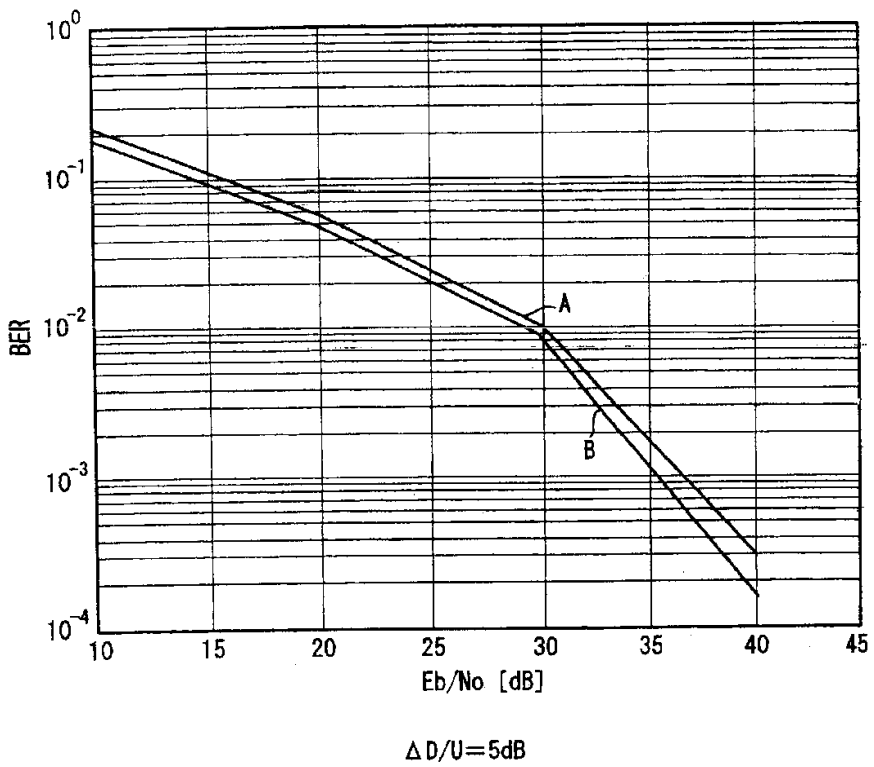
도면16



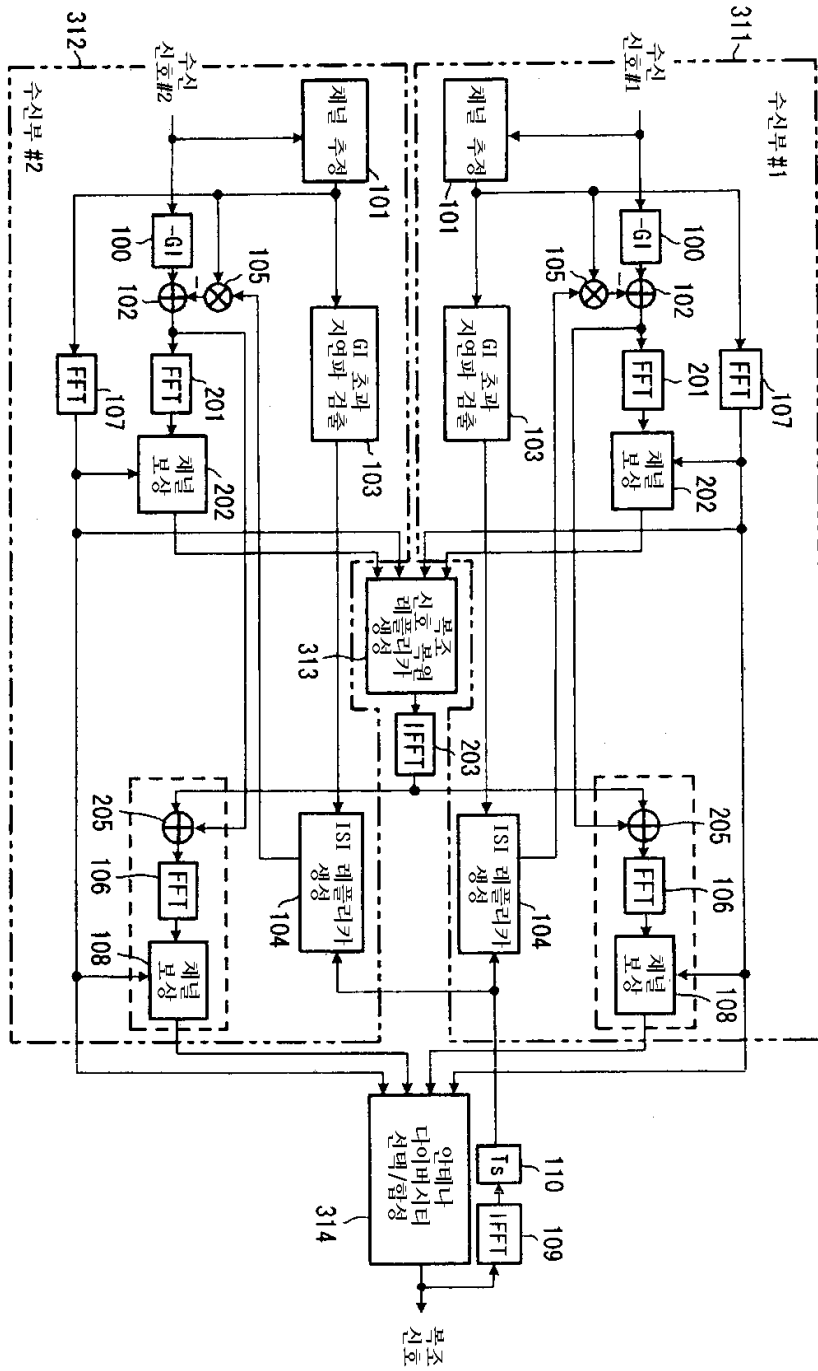
도면17



도면18

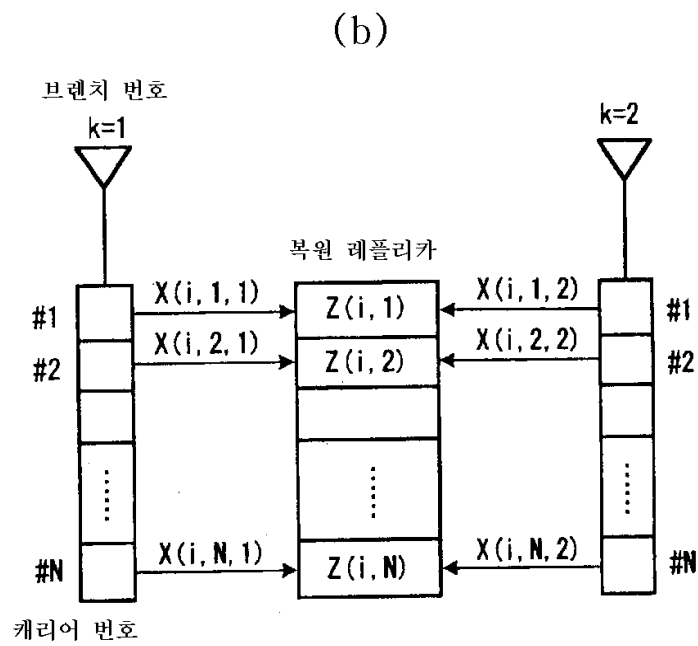
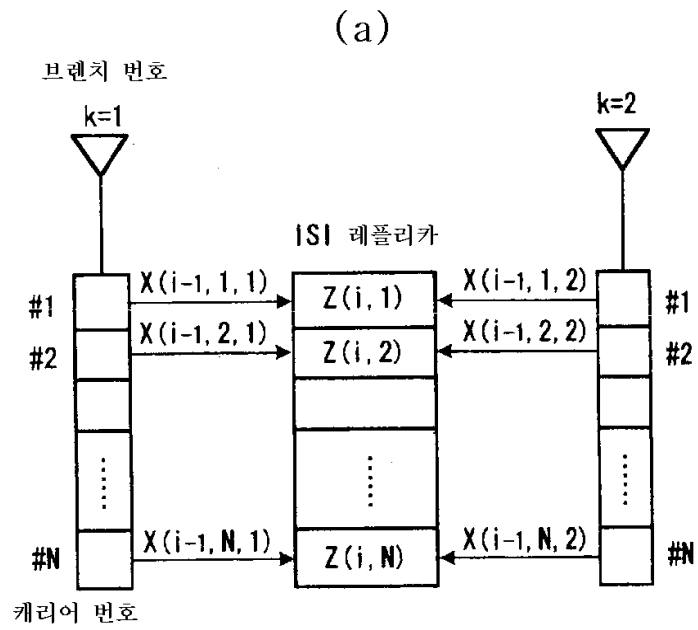


도면19

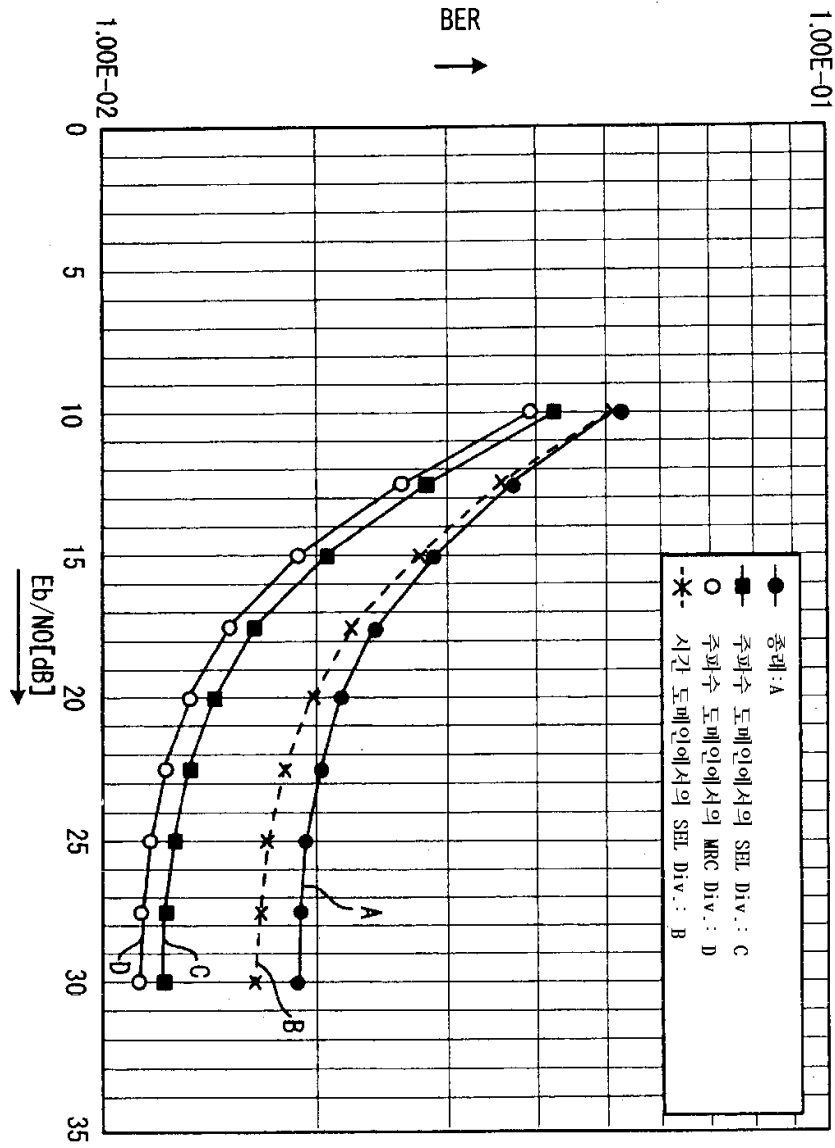




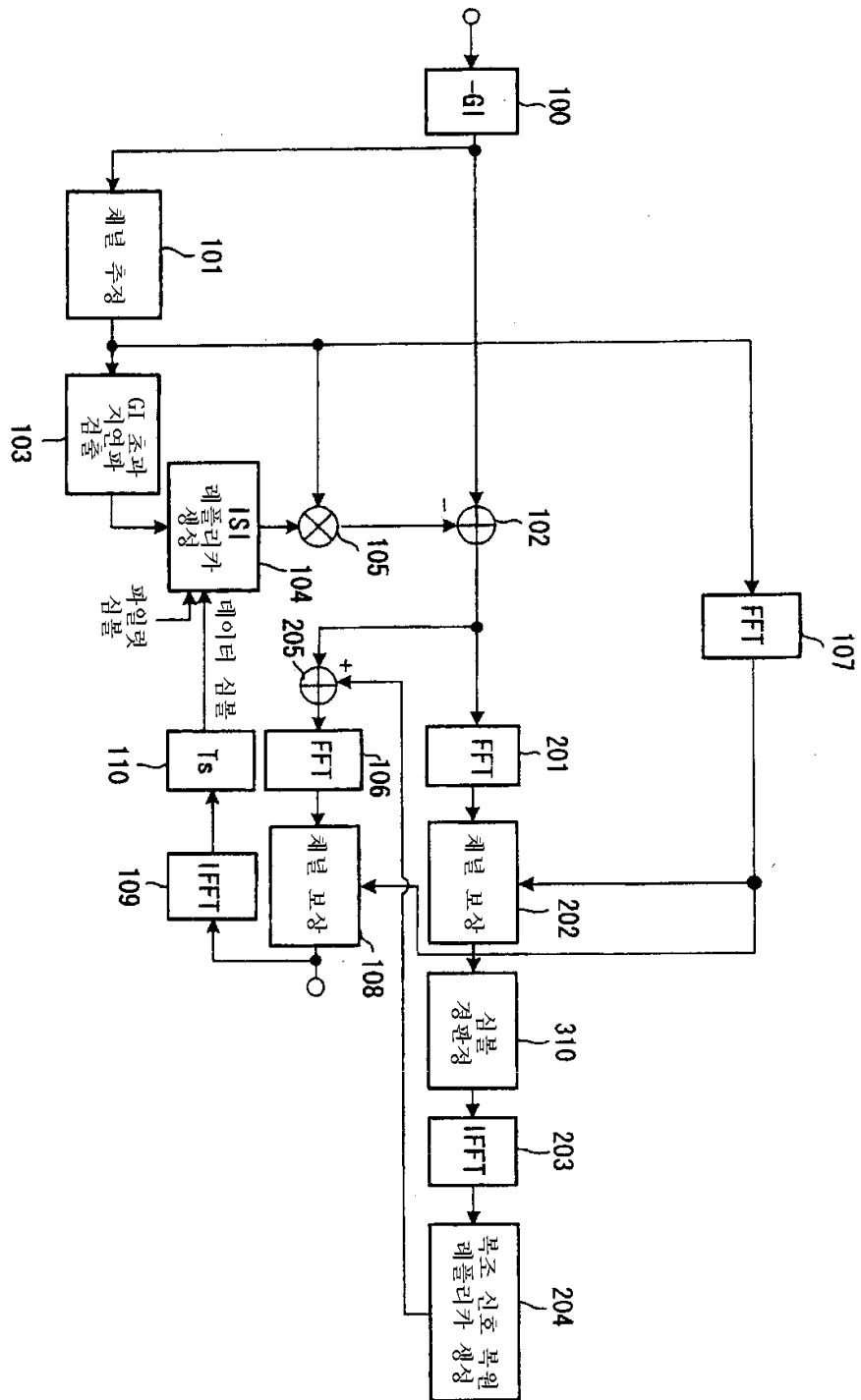
도면20



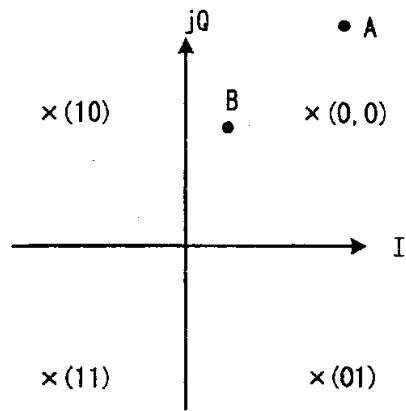
도면21



도면22

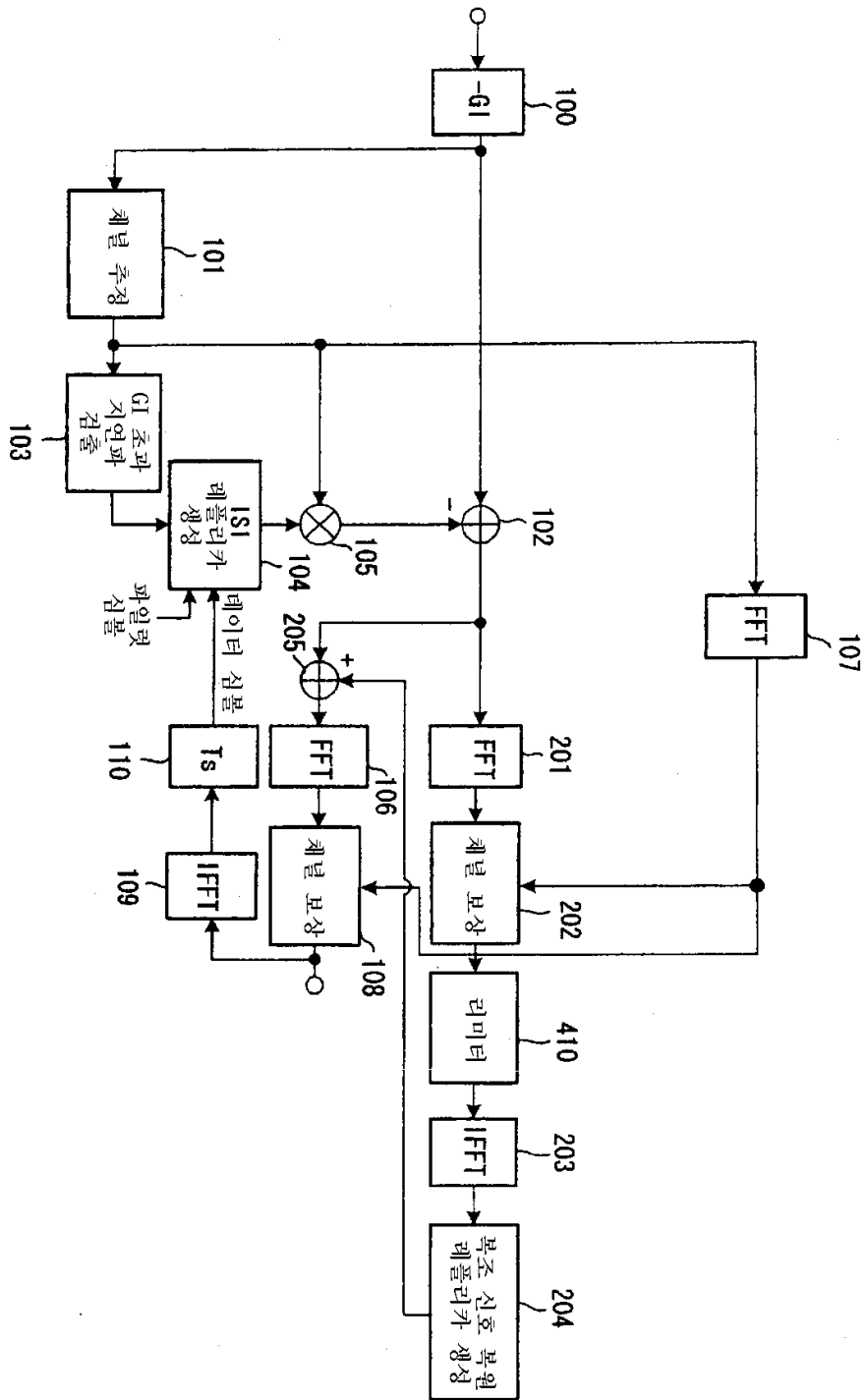


도면23

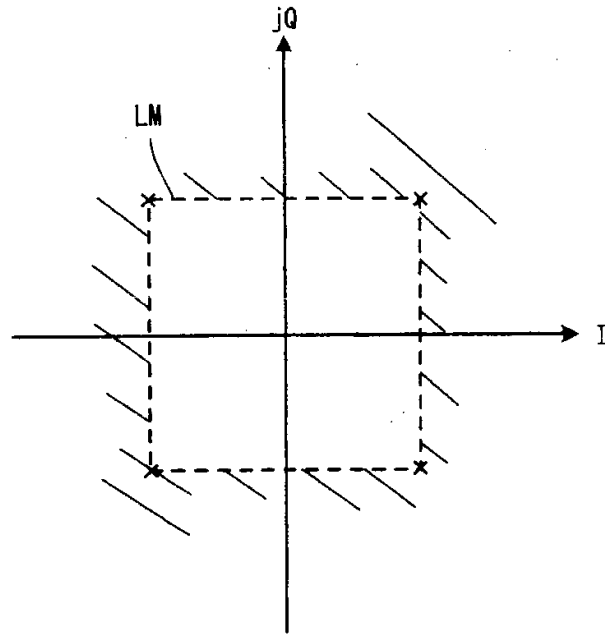




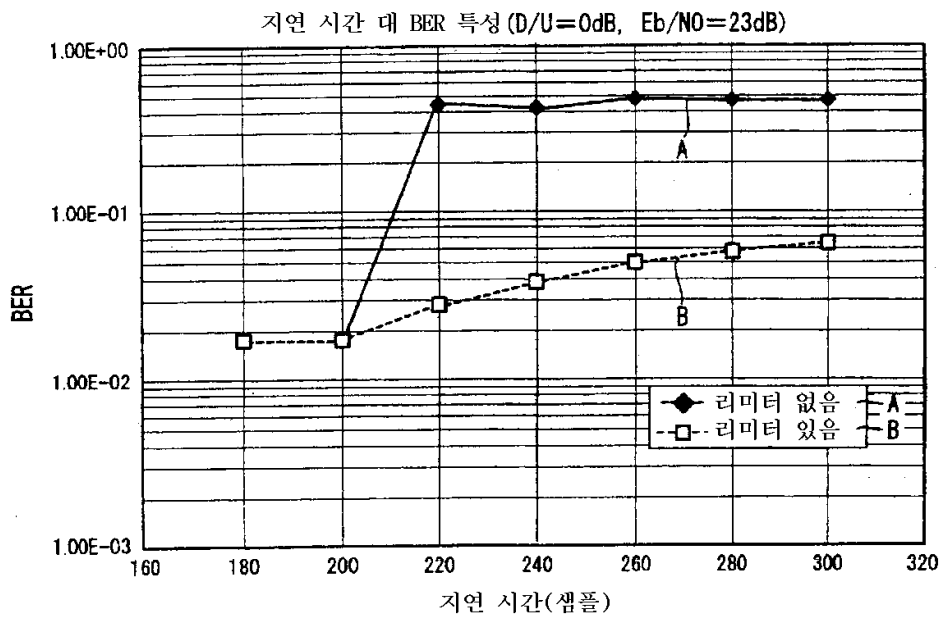
도면25



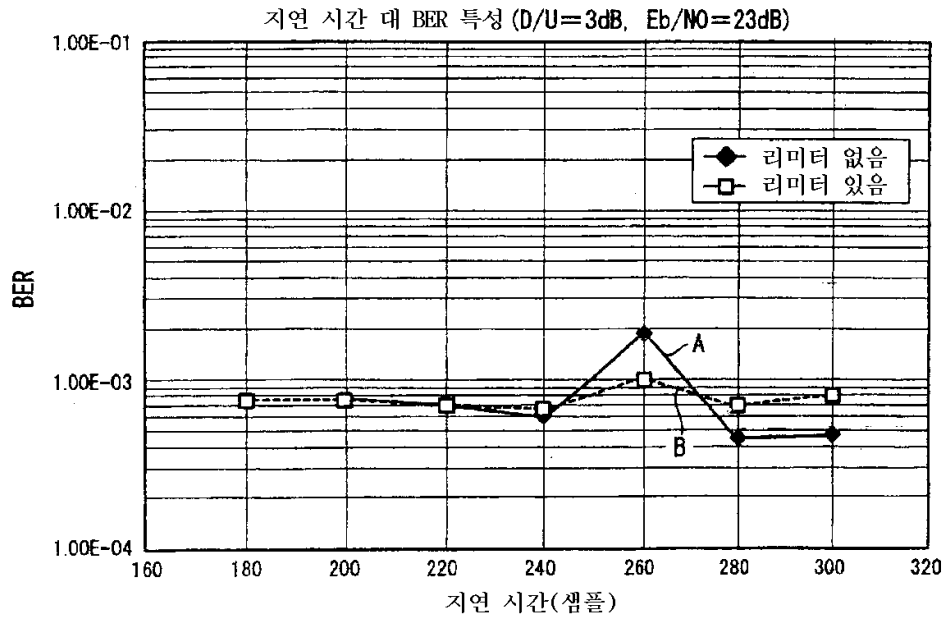
도면26



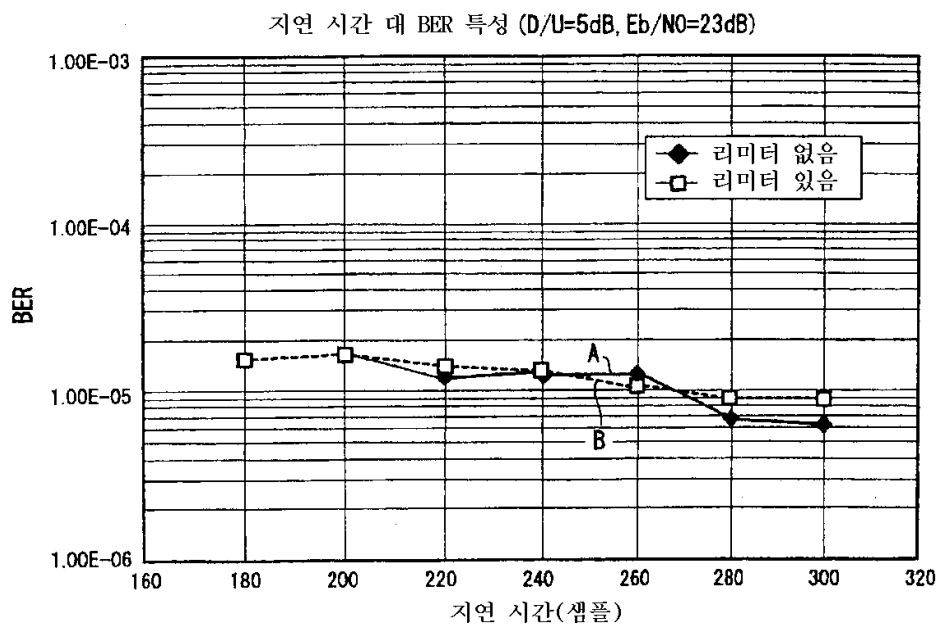
도면27



도면28

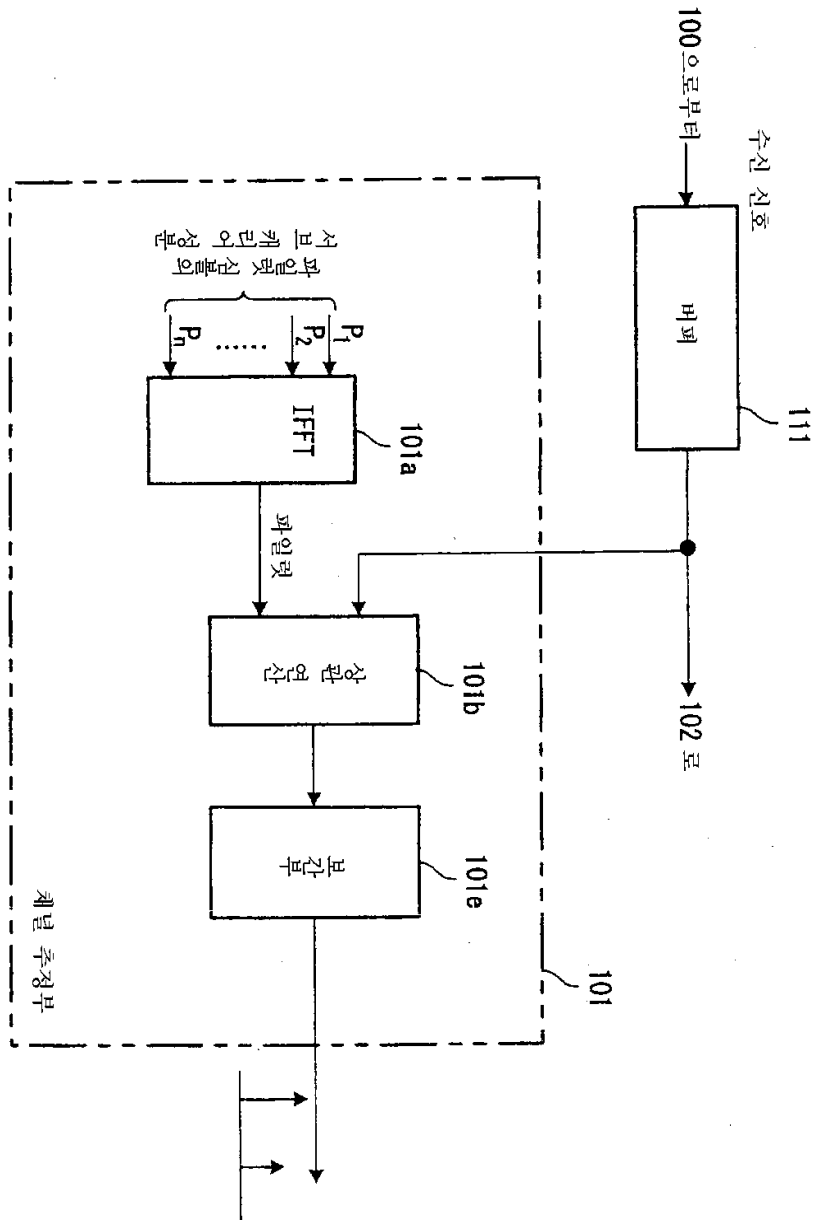


도면29

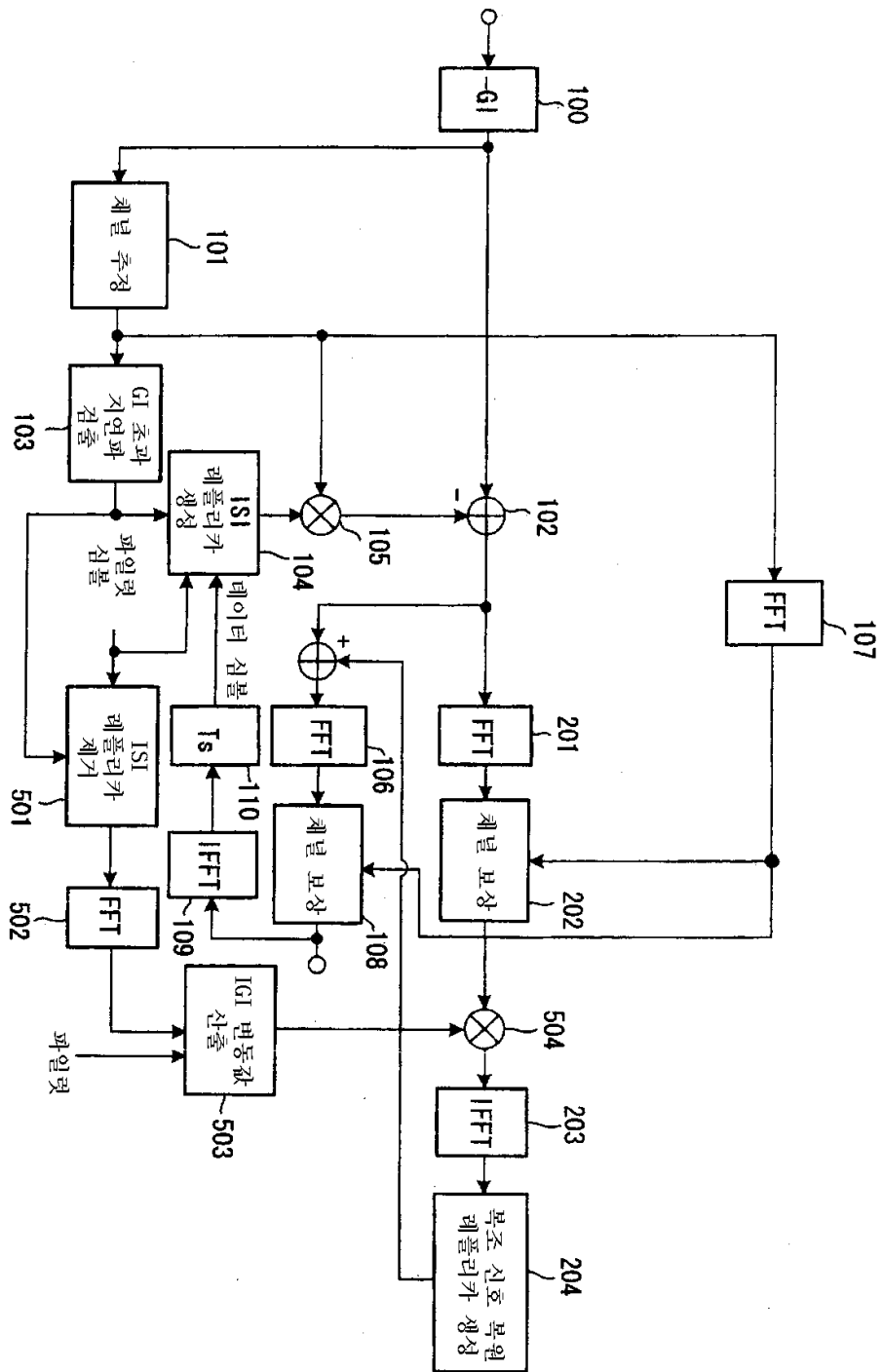




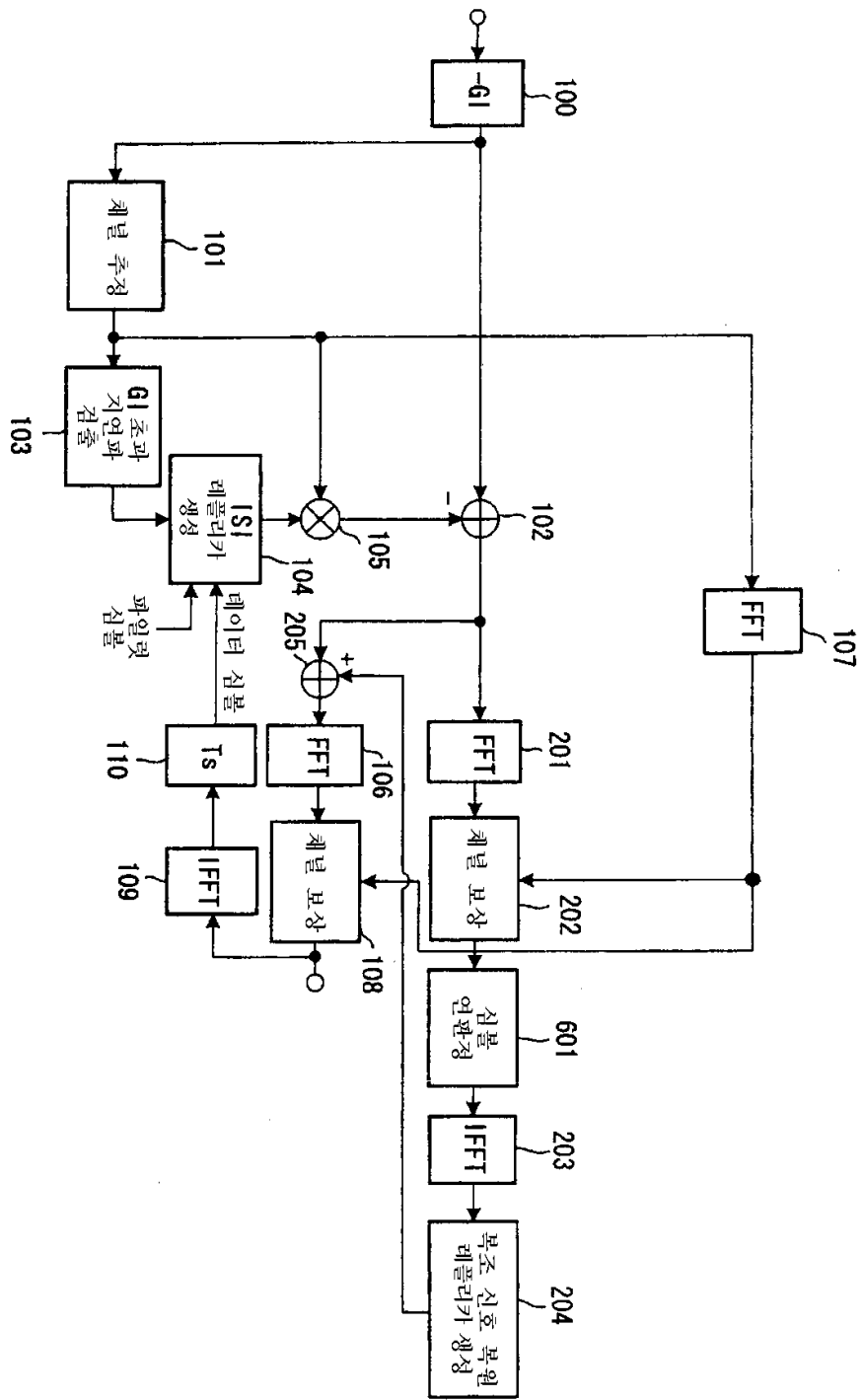
도면30



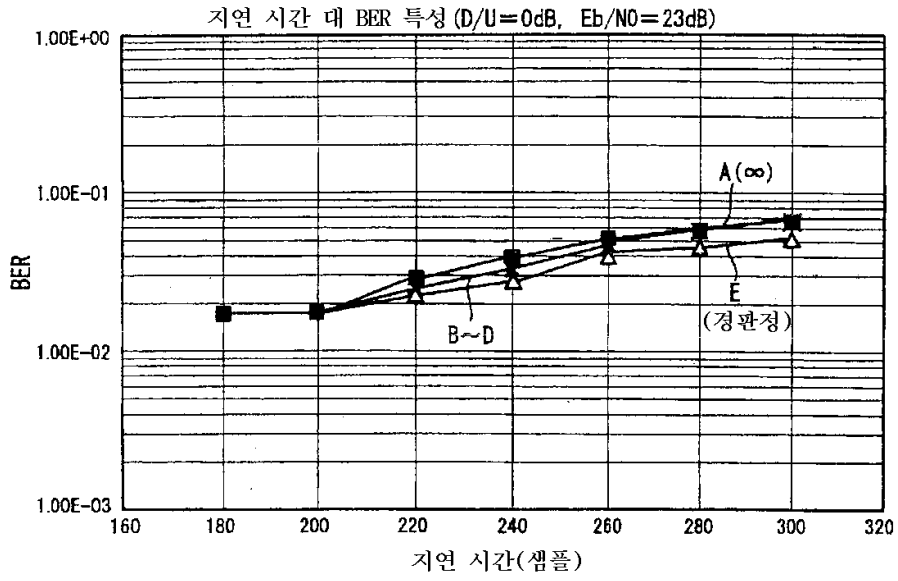
도면31



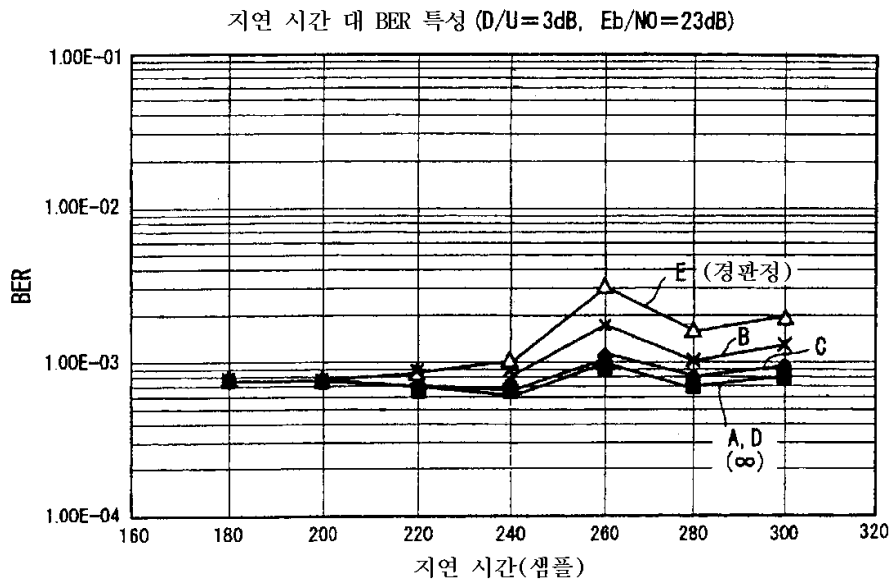
도면32



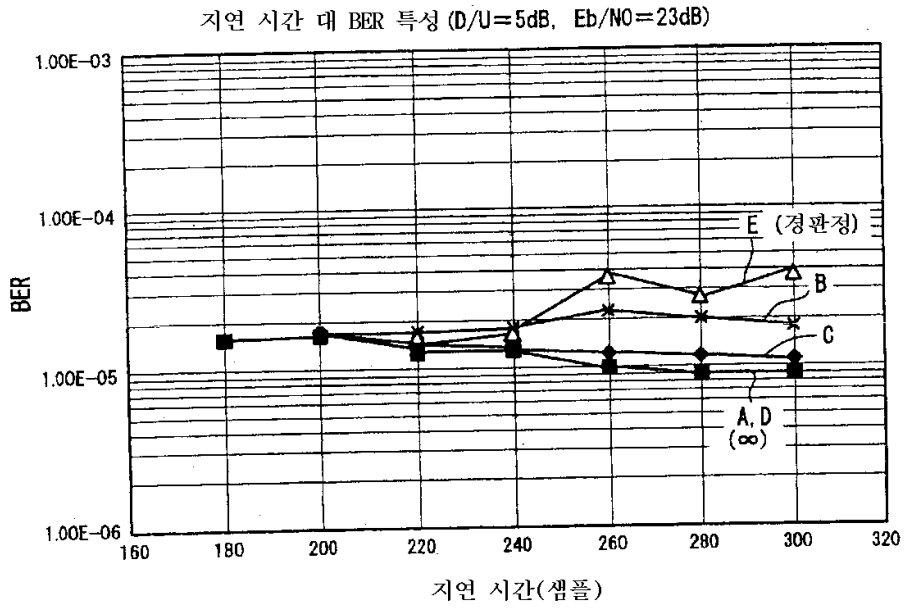
도면33



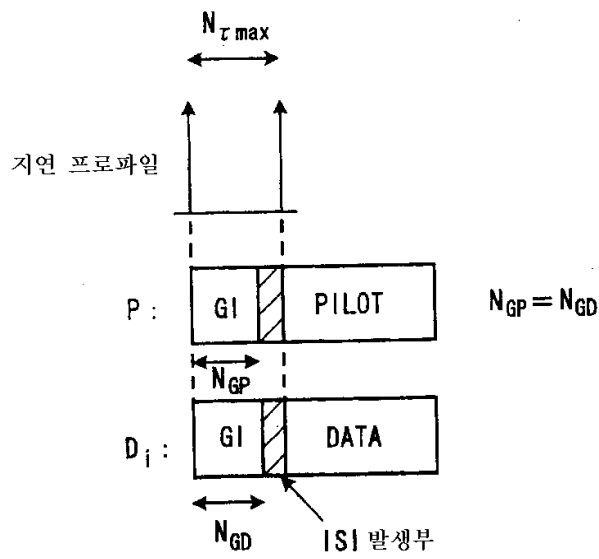
도면34



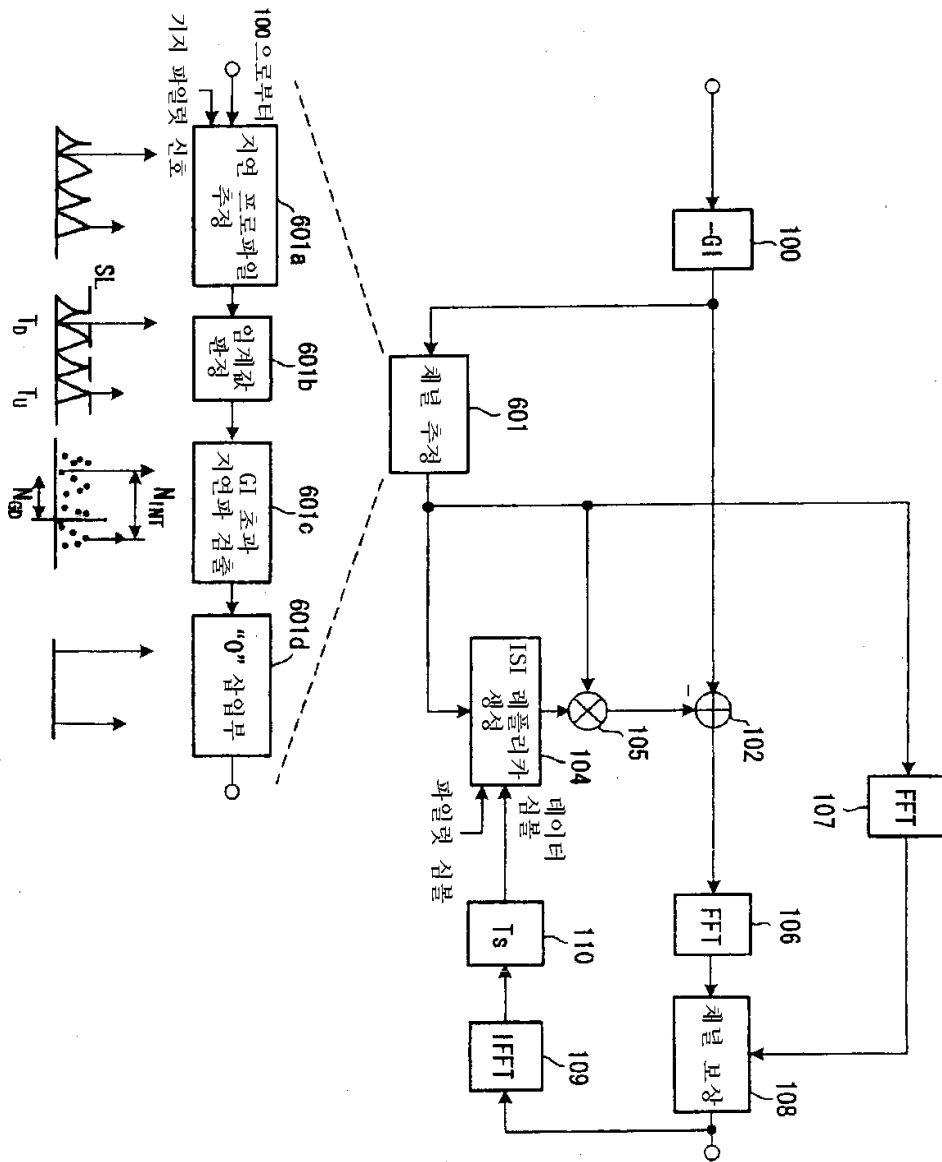
도면35



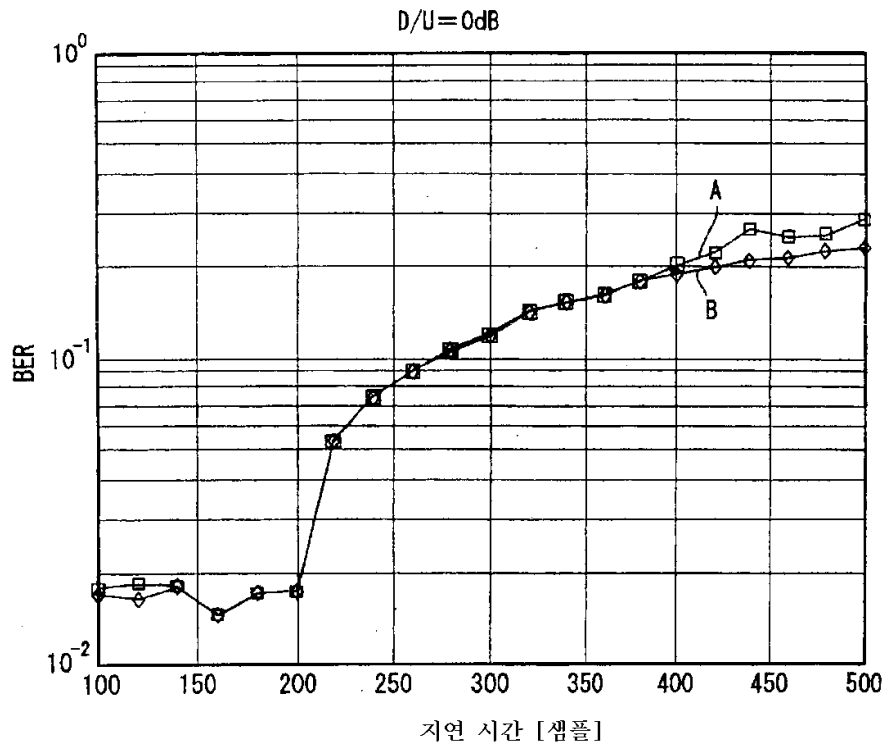
도면36



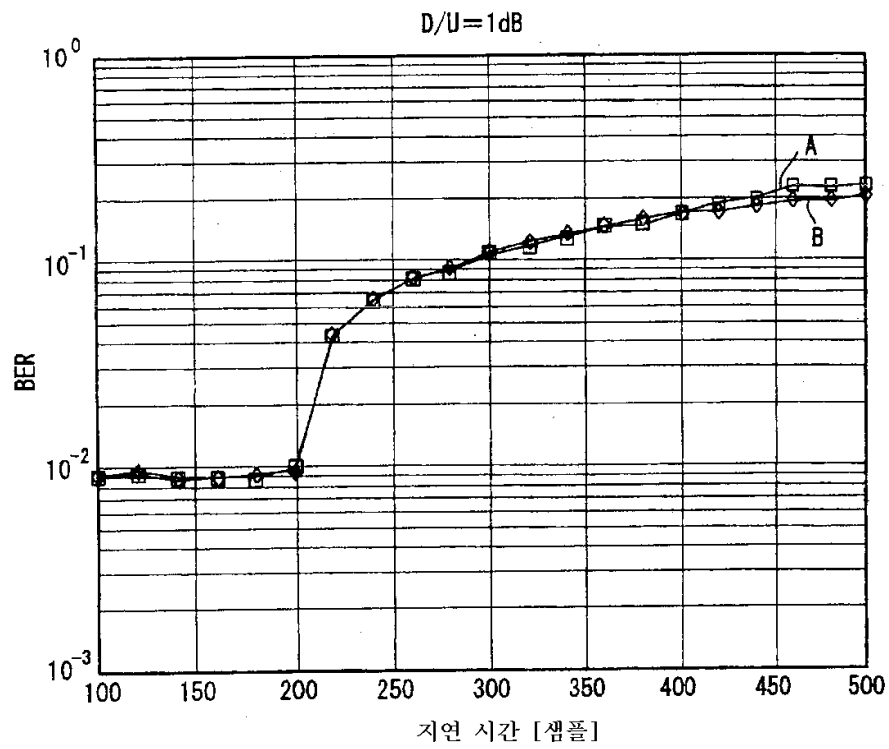
도면37



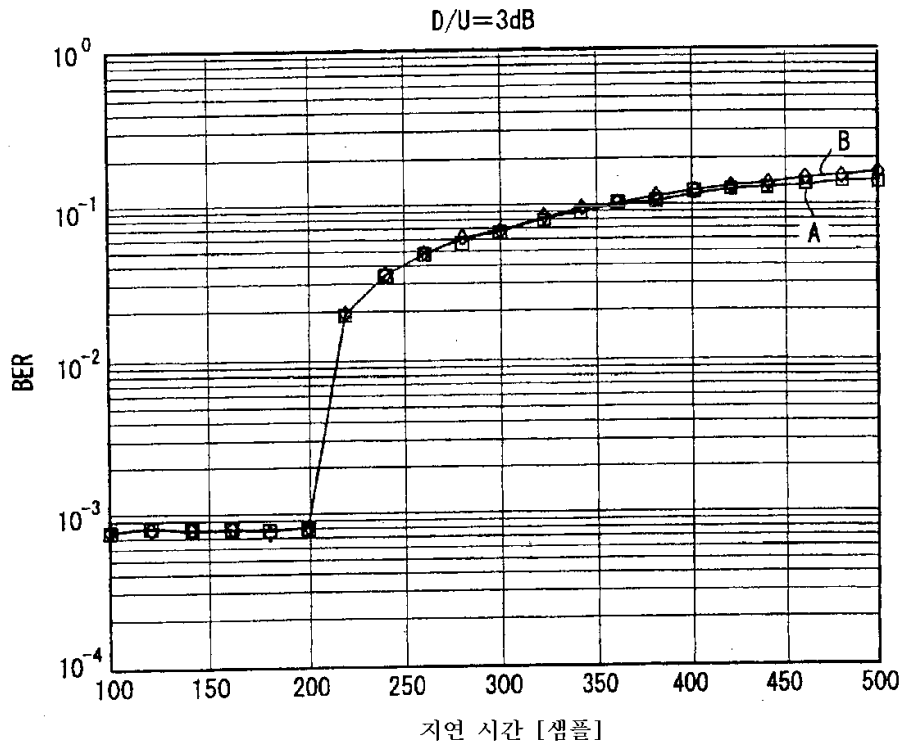
도면38



도면39

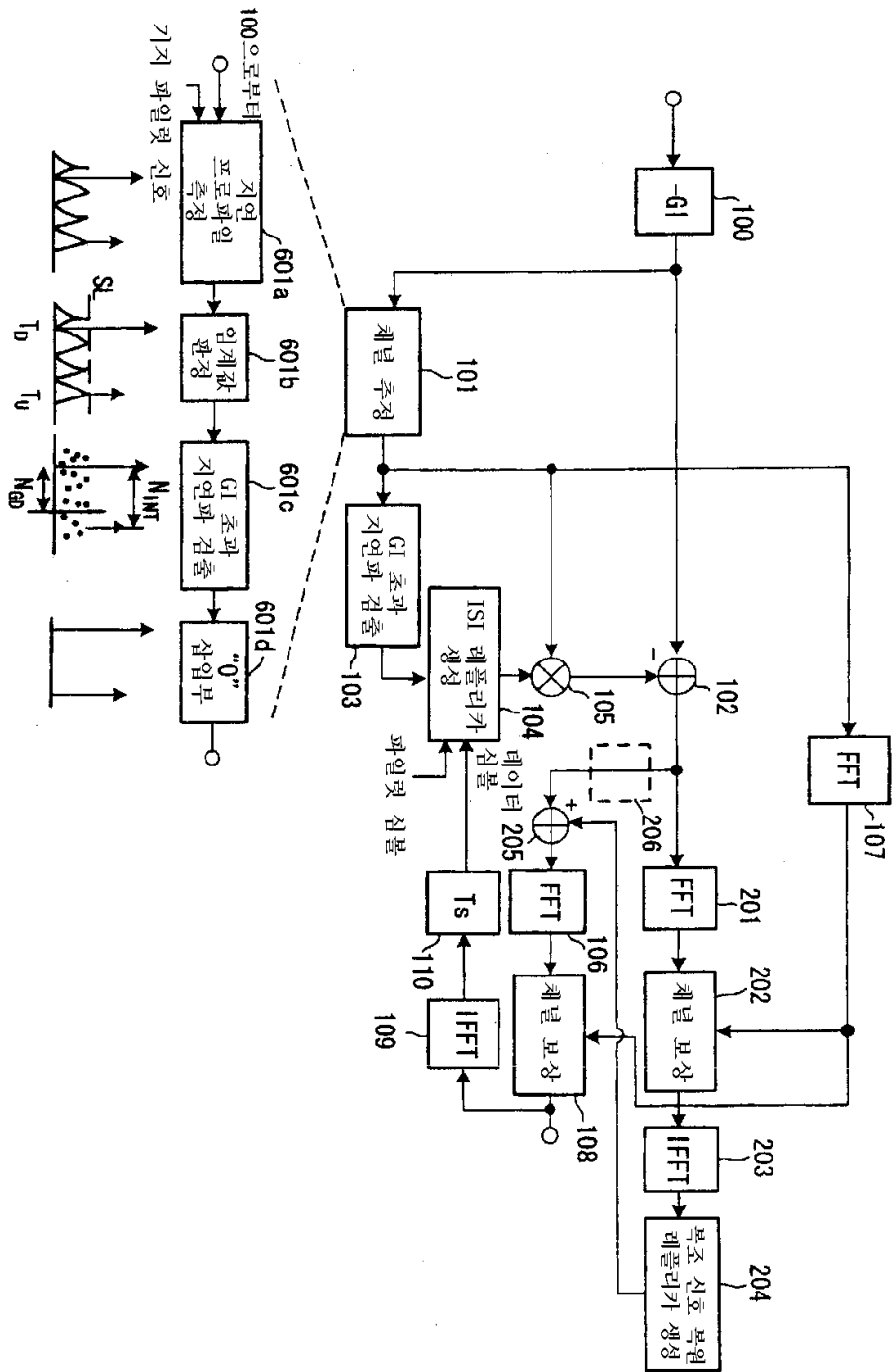


도면40

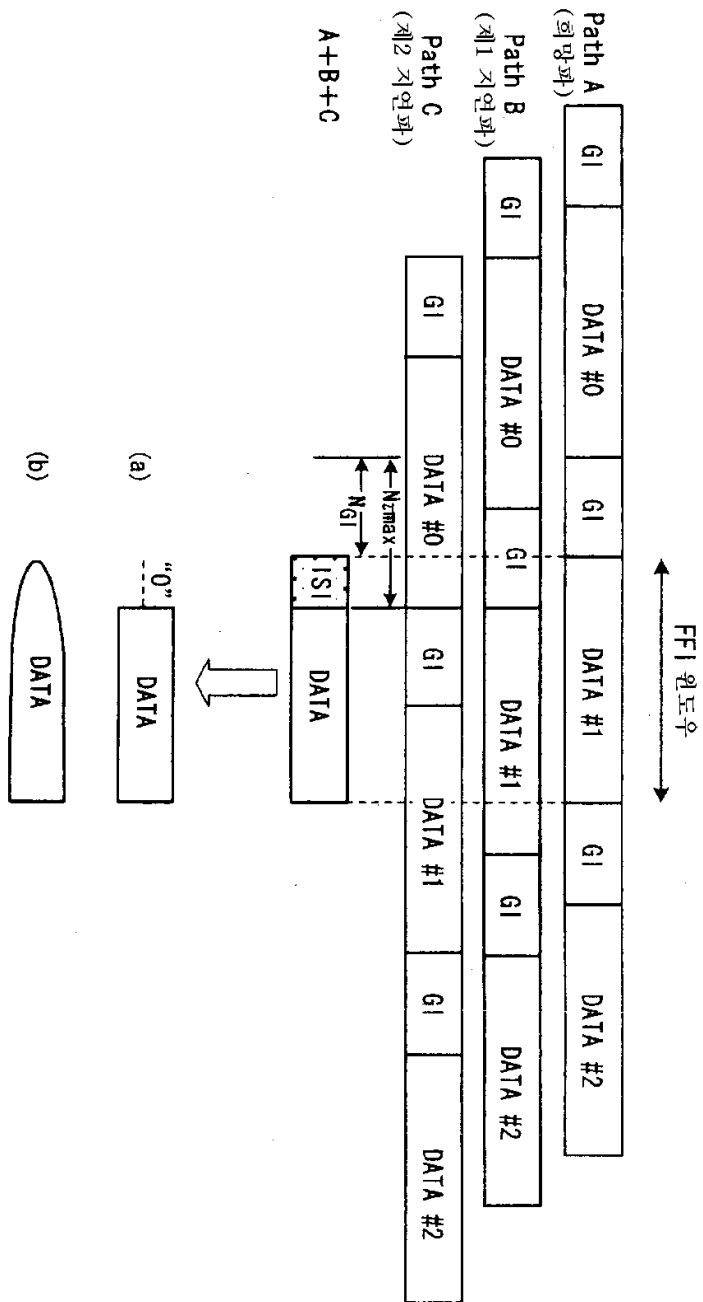




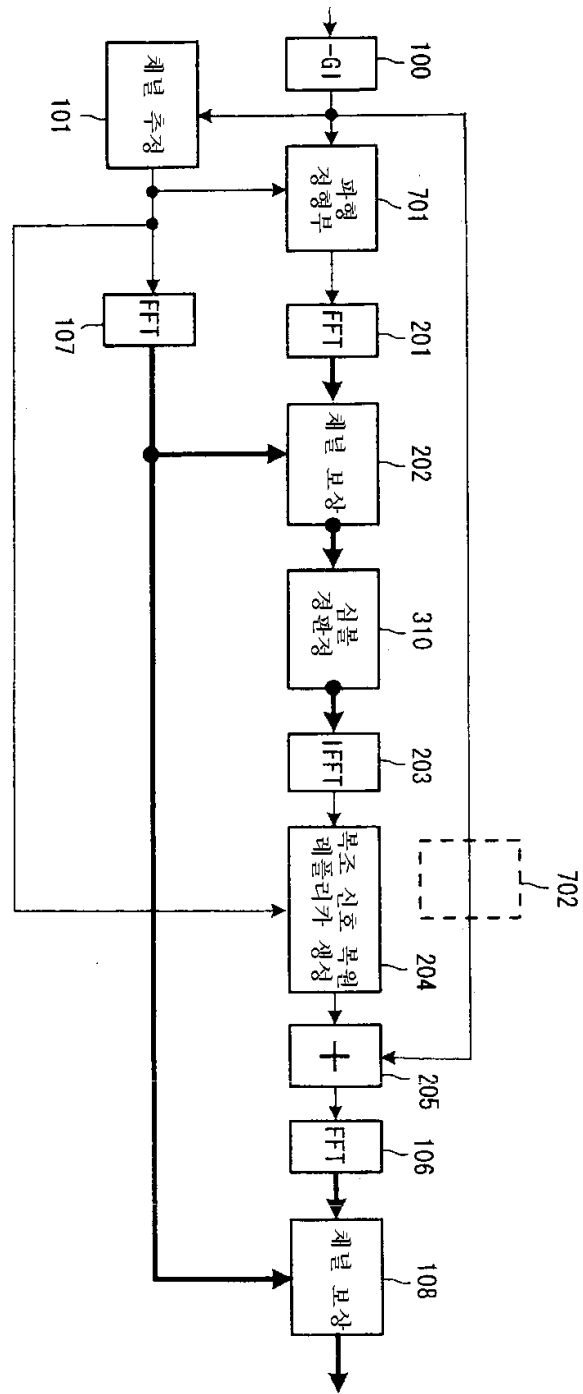
도면41



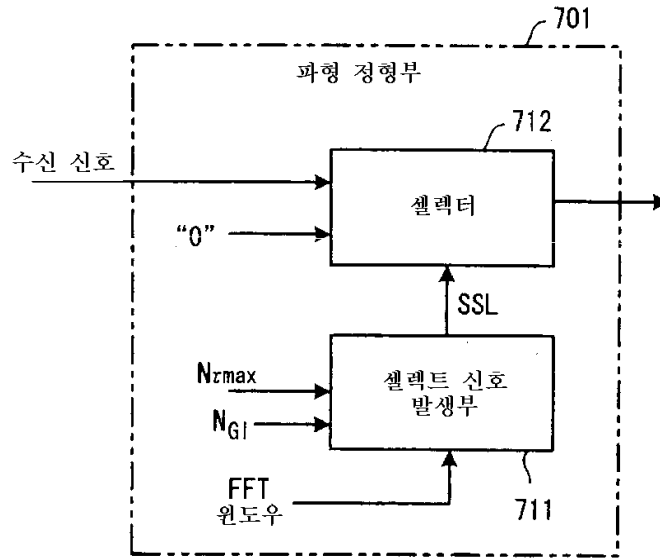
도면42



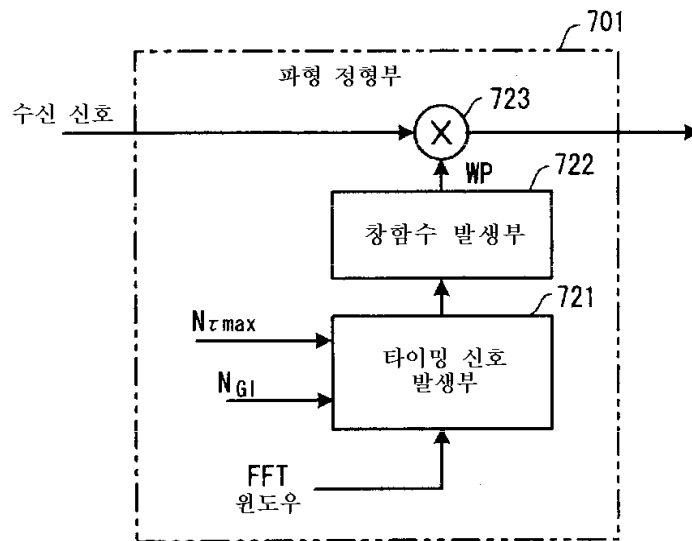
도면43



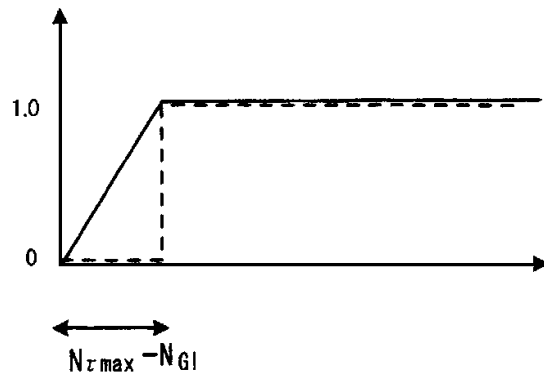
도면44



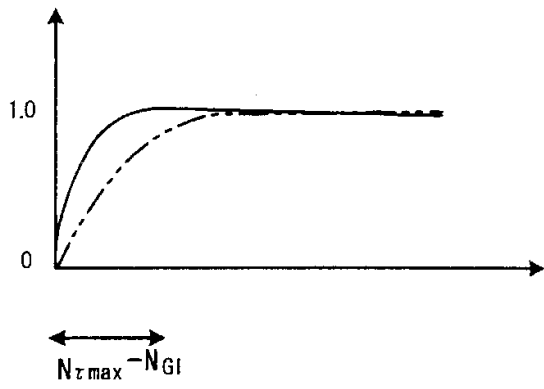
도면45



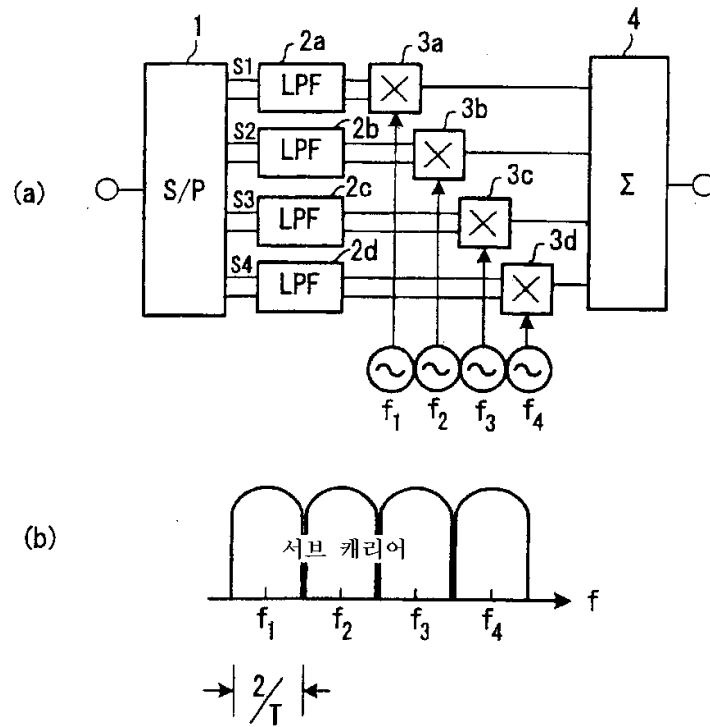
도면46



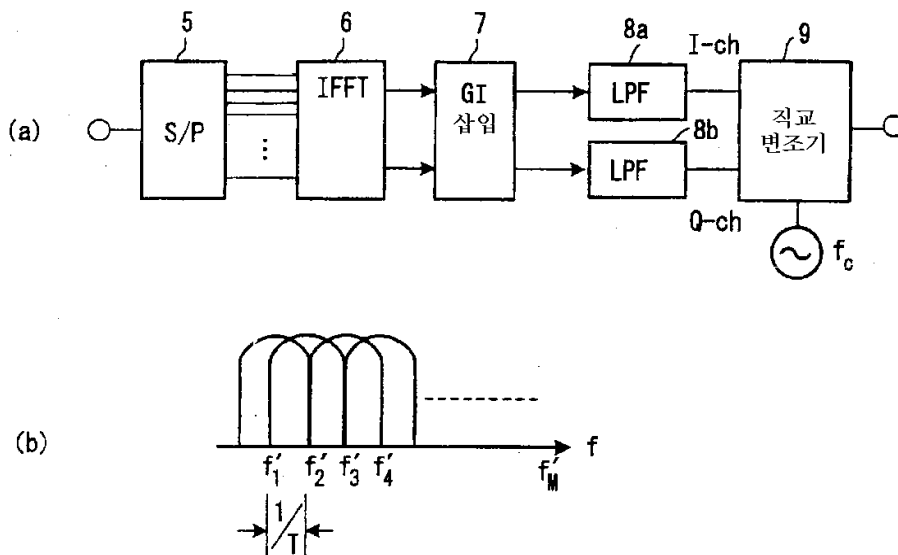
도면47



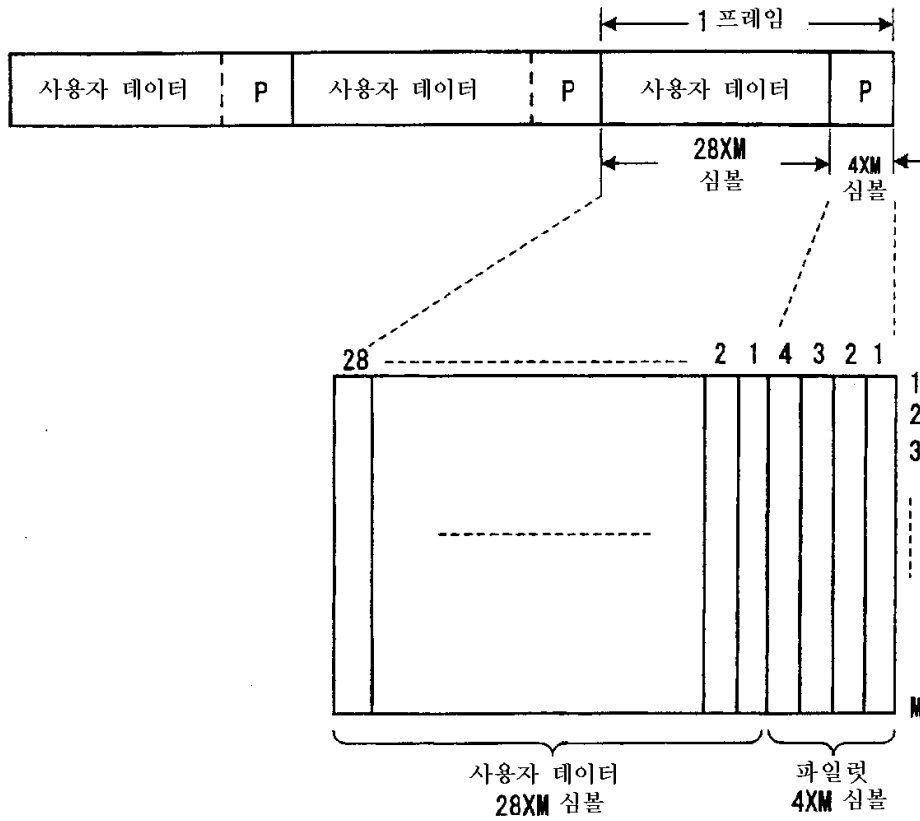
도면48



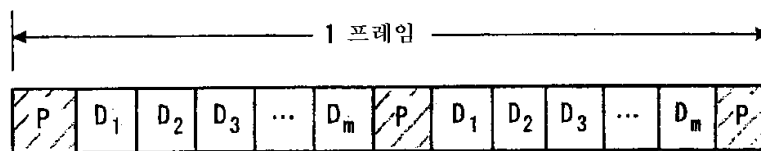
도면49



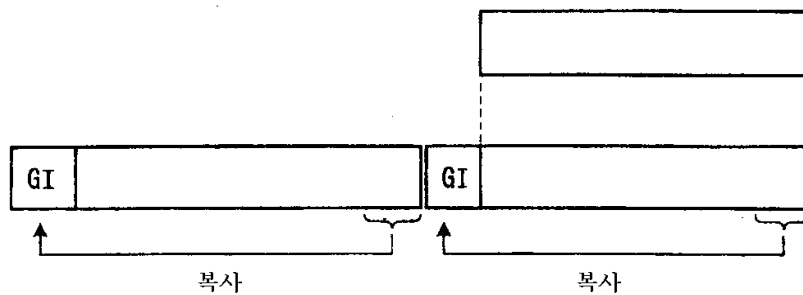
도면50



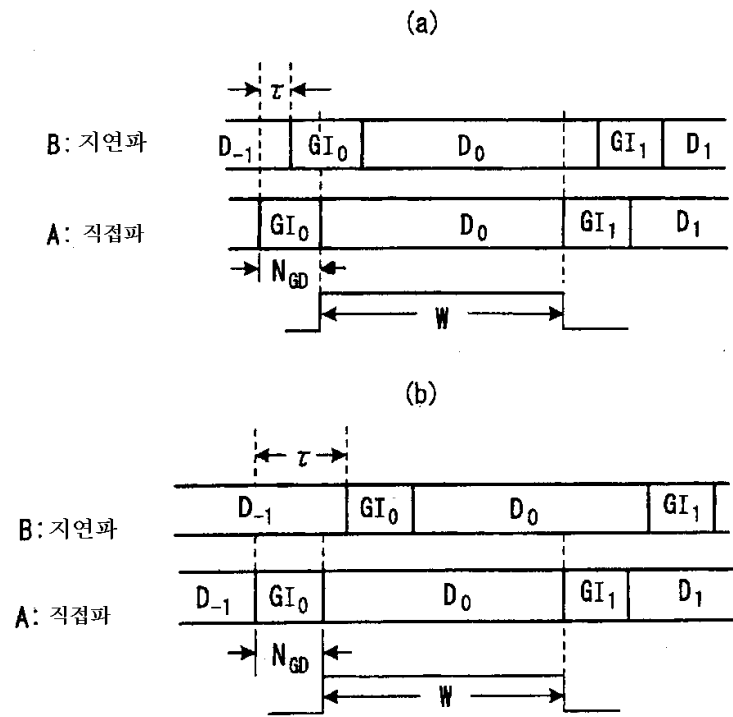
도면51



도면52

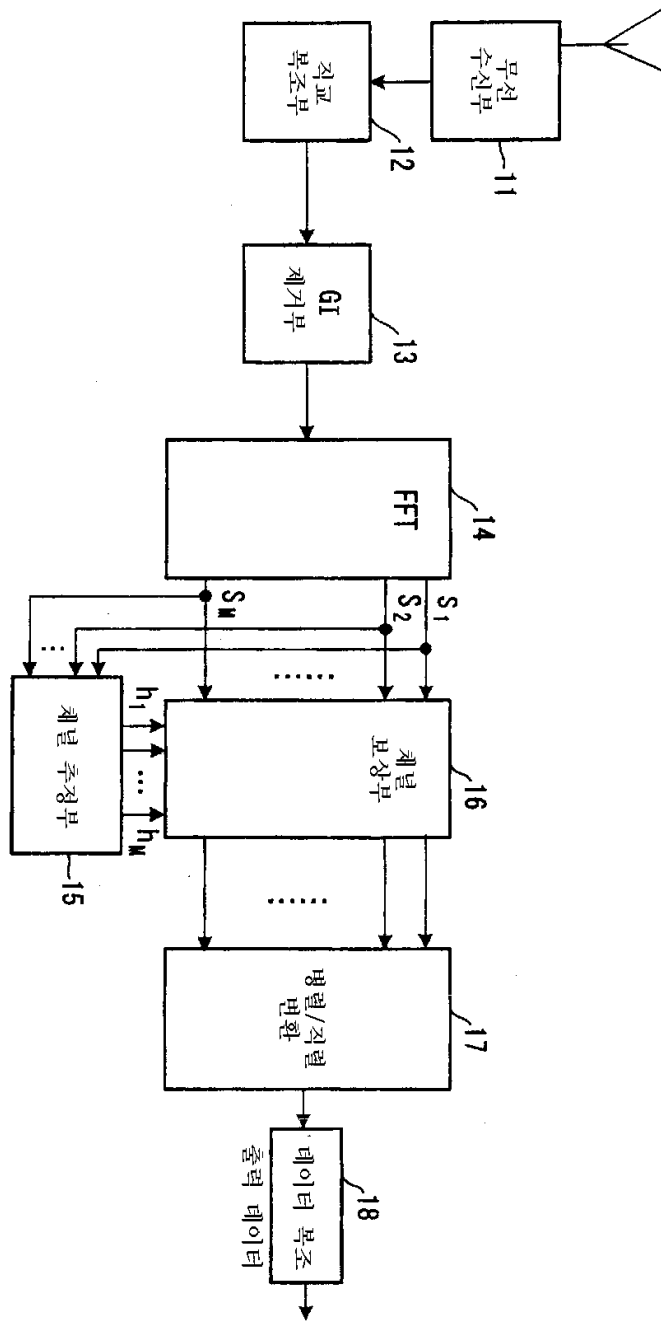


도면53





도면54



도면55

