



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2012-0057511
(43) 공개일자 2012년06월05일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 1/06 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2011-0109115
(22) 출원일자 2011년10월25일
심사청구일자 2011년10월25일
(30) 우선권주장
1020100118432 2010년11월26일 대한민국(KR)

(71) 출원인
한밭대학교 산학협력단
대전광역시 유성구 동서대로 125 (덕명동)
(72) 발명자
정혁구
대전광역시 유성구 반석서로 98, 602동 1702호
(반석동, 반석마을6단지아파트)
(74) 대리인
정희환

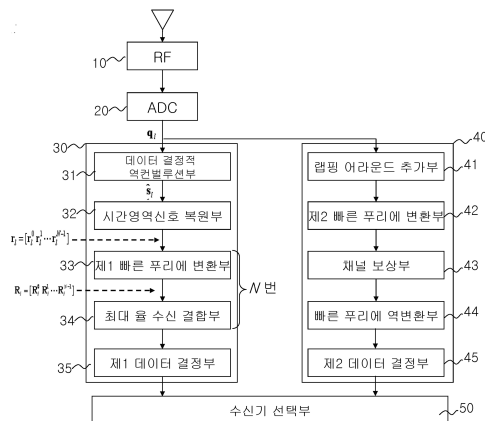
전체 청구항 수 : 총 4 항

(54) 발명의 명칭 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기 및 그 수신 방법

(57) 요약

본 발명은 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기 및 그 수신방법에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 통상의 보호구간보다 긴 채널지연에 대응하여 송신기가 일정 개수의 신호(이하, 수신기에서는 '부반송파 개수'라 칭한다.)마다 보호구간을 추가하여 송신하는 단일 반송파 송신 신호를 수신하는 오에프디엠 수신방법에 있어서, 수신안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받는 단계(S100)와; 상기 입력 받은 신호를 제1 수신기(30)로 수신하는 제1 수신단계(S200)와; 상기 제1 수신단계와 동시에 동일한 입력 받은 신호를 제2 수신기(40)로 수신하는 제2 수신단계(S300); 및 상기 제1 수신기(30)와 제2 수신기(40) 중 약속된 프리앰블 내의 데이터 오류가 적은 수신기를 선택하는 선택단계(S400)로 이루어지되, 채널 지연이 보호구간보다 짧게 형성되는 경우 및 채널 지연이 보호구간보다 길게 형성되는 경우에도 오에프디엠 수신기의 성능 개선이 가능한 것을 특징으로 하는 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법에 관한 것으로서, 특히 데이터 심볼의 1/4~1/8 길이로 정해지는 통상의 보호구간보다 긴 채널 지연에 대응하여 데이터 복호를 실시하는 방법에 관한 것이다.

대표도 - 도2



특허청구의 범위

청구항 1

통상의 보호구간보다 긴 채널지연에 대응하여 송신기가 일정 개수의 신호(이하, 수신기에서는 '부반송파 개수'라 칭한다.)마다 보호구간을 추가하여 송신하는 단일 반송파 송신 신호를 수신하는 오에프디엠 수신방법에 있어서,

수신안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받는 단계(S100)와;

상기 입력 받은 신호를 제1 수신기(30)로 수신하는 제1 수신단계(S200)와;

상기 제1 수신단계와 동시에 동일한 입력 받은 신호를 제2 수신기(40)로 수신하는 제2 수신단계(S300); 및

상기 제1 수신기(30)와 제2 수신기(40) 중 약속된 프리앰블 내의 데이터 오류가 적은 수신기를 선택하는 선택단계(S400)로 이루어지되, 채널 지연이 보호구간보다 짧게 형성되는 경우 및 채널 지연이 보호구간보다 길게 형성되는 경우에도 오에프디엠 수신기의 성능 개선이 가능한 것을 특징으로 하는 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제1 수신단계는 수신 안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 통상의 보호구간 보다 긴 채널 지연에 대응하여 채널의 영향을 보상하기 위해 수행하는 데이터 결정적 역컨벌루션(Deconvolution) 단계(S210)와;

상기 데이터 결정적 역컨벌루션단계(S210)에서 보상한 신호를 부반송파 개수로 분할하고 분할된 각 그룹신호의 각 데이터 뒤에 각각 (부반송파 개수-1)개의 영('0')들을 삽입하여 주파수 영역에서 부반송파 개수만큼 반복한 신호의 시간 영역 신호를 만들고 채널의 임펄스 응답과 컨벌루션을 수행하여 가상적으로 시간영역 신호를 만드는 시간영역신호 복원단계(S220)와;

상기 시간영역신호 복원단계(S220)에서 복원된 복수의 그룹신호를 차례로 빠른 푸리에 변환하는 제1 빠른 푸리에 변환(FFT)단계(S230)와;

상기 빠른 푸리에 변환(FFT)단계(S230)에서 빠른 푸리에 변환된 복수의 그룹신호를 MRRC(Maximum Ratio Receive Combining) 결합하여 제1 데이터 결정부를 통해서 수신신호를 출력하는 최대 율 수신결합 단계(S240)로 이루어지는 것을 특징으로 하는 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 제2 수신단계는 수신안테나를 통해 RF블록에서 수신된 신호를 A/D변환기를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 부반송파 개수를 넘어가는 채널 출력신호를 잘라내어 채널 출력의 처음 부분에 더하는 랩핑 어라운드 추가단계(S310)와;

상기 랩핑 어라운드 추가단계의 출력신호를 주파수 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 변환하는 제2 빠른 푸리에 변환단계(S320)와;

상기 주파수 영역신호로 변환된 신호의 채널을 보상하는 채널 보상단계(S330)와;

상기 채널을 보상한 신호를 다시 시간 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 역변환하여 제2 데이터 결정부를 통해서 수신신호를 출력하는 빠른 푸리에 역변환단계(S340);로 이루어지는 것을 특징으로 하는 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법.

청구항 4

송신기가 일정 개수의 신호(이하, 수신기에서는 '부반송파 개수'라 칭한다.)마다 보호구간을 추가하여 송신하

는 단일 반송파 송신 신호를 수신하는 오에프디엠 수신기에 있어서,

수신 안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 보호구간보다 긴 채널 지연에 대응하여 채널의 영향을 보상하기 위하여 수행하는 데이터 결정적 역컨벌루션(Deconvolution)부(31)와,

상기 데이터 결정적 역컨벌루션부(31)에서 보상한 신호를 부반송파 개수로 분할하고 분할된 복수의 각 그룹신호의 데이터 뒤에 각각 (부반송파 개수-1)개의 영('0')들을 삽입하여 주파수 영역에서 부반송파 개수만큼 반복한 신호의 시간영역신호를 만들고 채널의 임펄스 응답과 컨벌루션을 수행하여 가상적으로 시간영역 신호를 만드는 시간영역신호 복원부(32)와,

상기 시간영역신호 복원부(32)에서 복원된 복수의 그룹신호를 차례로 빠른 푸리에 변환하는 제1 빠른 푸리에 변환부(FFT)(33), 및

상기 제1 빠른 푸리에 변환부(FFT)(33)에서 빠른 푸리에 변환된 복수의 그룹신호를 MRRC(Maximum Ratio Receive Combining) 결합하여 제1 데이터 결정부(35)를 통해서 수신신호를 출력하는 MRRC부(34)로 구성하는 제1 수신부(30)와;

수신안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 채널의 영향을 보상하기 위하여 수행하도록 부반송파 개수를 넘어가는 채널 출력신호를 잘라내어 채널 출력의 맨 처음부분에 더하는 랩핑 어라운드 추가부(41)와,

상기 랩핑 어라운드 추가부(41)의 출력신호를 주파수 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 변환하는 제2 빠른 푸리에 변환부(42)와,

상기 주파수 영역신호로 변환된 신호의 채널을 보상하는 채널 보상부(43)와,

상기 채널을 보상한 신호를 다시 시간 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 역변환하여 제2 데이터 결정부(45)를 통해서 수신신호를 출력하는 빠른 푸리에 역변환부(44)로 구성하는 제2 수신부(40); 및

상기 제1 수신부(30)와 제2 수신부(40)의 데이터 오류를 비교하는 프리앰블을 비교하여 프리앰블 오류가 적은 수신부(30, 40)를 선택하여 신호를 수신하는 수신기 선택부(50);로 구성하되,

상기 제1 수신부(30)와 제2 수신부(40)는 서로 병렬구조로 구성하는 것을 특징으로 하는 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 데이터 심볼의 1/4~1/8 길이로 정해지는 통상의 보호구간보다 긴 채널지연에 대응하여 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기 및 그 수신방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 일반적으로 직교주파수분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiple: 이하 'OFDM'이라 함) 기술은 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: DAB)과 디지털 텔레비전, 무선 근거리 통신망(Wireless Local Area Network: WLAN) 그리고 무선 비동기 전송 모드(Wireless Asynchronous Transfer Mode: WATM) 등의 디지털 전송 기술에 광범위하게 적용 되고 있다.

[0003] OFDM 방식은 전송하려는 데이터를 일정한 개수의 그룹으로 묶어서 변조한 후 시간영역 신호로 변환하여 병렬로 전송하는 다중 반송파 기술이다. OFDM 방식은 종래의 FDM과 비슷하나 무엇보다도 부반송파 간의 직교성을 유지하여 전송함으로써 고속 데이터 전송 시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있는 특징을 갖는다.

[0004] 그러나, 종래의 단일 반송파 송수신 시스템 및 오에프디엠 시스템에서는 영('0')단축 및 영('0')복원 기술이 적용되지 않음으로 인해 전송 효율이 낮은 단점이 있으며, 특히 통상의 보호구간보다 긴 채널지연에 경우에는 데이터 복호 오류가 큰 경향이 있으므로 전송효율이 낮은 단점이 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 따라서 본 발명이 해결하고자 하는 기술적 과제는 데이터 심볼의 $1/4 \sim 1/8$ 길이로 정해지는 통상의 보호구간보다 긴 채널지연에 대하여 "보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기 및 그 수신방법"이 성능이 열화되는 것을 극복하기 위하여 시간 컨벌루션 방법을 채널 길이의 지연에 따라 각각 다르게 제안하여 채널 지연의 길이에 무관하게 데이터 전송효율을 확보하는 방법에 관한 것이다.

과제의 해결 수단

[0006] 본 발명의 한 특징에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법은 송신기가 일정 개수의 신호(이하, 수신기에서는 '부반송파 개수'라 칭한다.)마다 보호구간을 추가하여 송신하는 단일 반송파 송신 신호를 수신하는 오에프디엠 수신방법에 있어서,

[0007] 수신안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받는 단계(S100)와; 상기 입력 받은 신호를 제1 수신기(30)로 수신하는 제1 수신단계(S200)와; 상기 제1 수신단계와 동시에 동일한 입력 받은 신호를 제2 수신기(40)로 수신하는 제2 수신단계(S300); 및 상기 제1 수신기(30)와 제2 수신기(40) 중 약속된 프리엠프 내의 데이터 오류가 적은 수신기를 선택하는 선택단계(S400)로 이루어지되, 채널지연이 보호구간보다 짧게 형성되는 경우 및 채널지연이 보호구간보다 길게 형성되는 경우에도 오에프디엠 수신기의 성능 개선이 가능한 것을 특징으로 한다.

[0008] 상기 특징에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법에서, 상기 제1 수신단계는 수신 안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 통상의 보호구간보다 긴 채널 지연에 대응하여 채널의 영향을 보상하기 위해 수행하는 데이터 결정적 역컨벌루션(Deconvolution) 단계(S210)와; 상기 데이터 결정적 역컨벌루션단계(S210)에서 보상한 신호를 부반송파 개수로 분할하고 분할된 각 그룹신호의 각 데이터 뒤에 각각 (부반송파 개수-1)개의 영('0')들을 삽입하여 주파수 영역에서 부반송파 개수만큼 반복한 신호의 시간 영역 신호를 만들고 채널의 임펄스 응답과 컨벌루션을 수행하여 가상적으로 시간영역 신호를 만드는 시간영역신호 복원단계(S220)와; 상기 시간영역신호 복원단계(S220)에서 복원된 복수의 그룹신호를 차례로 빠른 푸리에 변환하는 제1 빠른 푸리에 변환(FFT)단계(S230)와; 상기 빠른 푸리에 변환(FFT)단계(S230)에서 빠른 푸리에 변환된 복수의 그룹신호를 MRRC(Maximum Ratio Receive Combining) 결합하여 제1 데이터 결정부를 통해서 수신신호를 출력하는 최대 율 수신결합 단계(S240)로 이루어지는 것을 특징으로 한다.

[0009] 상기 특징에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법에서, 상기 제2 수신단계는 수신안테나를 통해 RF블록에서 수신된 신호를 A/D변환기를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 부반송파 개수를 넘어가는 채널 출력신호를 잘라내어 채널 출력의 처음부분에 더하는 랩핑 어라운드 추가단계(S310)와; 상기 랩핑 어라운드 추가단계의 출력신호를 주파수 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 변환하는 제2 빠른 푸리에 변환단계(S320)와; 상기 주파수 영역신호로 변환된 신호의 채널을 보상하는 채널 보상단계(S330)와; 상기 채널을 보상한 신호를 다시 시간 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 역변환하여 제2 데이터 결정부를 통해서 수신신호를 출력하는 빠른 푸리에 역변환단계(S340);로 이루어지는 것을 특징으로 한다.

[0010] 본 발명의 또 다른 특징에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기는 송신기가 일정 개수의 신호(이하, 수신기에서는 '부반송파 개수'라 칭한다.)마다 보호구간을 추가하여 송신하는 단일 반송파 송신 신호를 수신하는 오에프디엠 수신기에 있어서,

[0011] 수신 안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 통상의 보호구간보다 긴 채널지연에 대응하여 채널의 영향을 보상하기 위하여 수행하는 데이터 결정적 역컨벌루션(Deconvolution)부(31)와, 상기 데이터 결정적 역컨벌루션부(31)에서 보상한 신호를 부반송파 개수로 분할하고 분할된 복수의 각 그룹신호의 데이터 뒤에 각각 (부반송파 개수-1)개의 영('0')들을 삽입하여 주파수 영역에서 부반송파 개수만큼 반복한 신호의 시간영역신호를 만들고 채널의 임펄스 응답과 컨벌루션을 수행하여 가상적으로 시간영역 신호를 만드는 시간영역신호 복원부(32)와, 상기 시간영역신호 복원부(32)에서 복원된 복수의 그룹신호를 차례로 빠른 푸리에 변환하는 제1 빠른 푸리에 변환부(FFT)(33), 및 상기 제1 빠른 푸리에 변환부(FFT)(33)에서 빠른 푸리에 변환된 복수의 그룹신호를 MRRC(Maximum Ratio Receive Combining) 결합하여 제1 데이터 결정부(35)를 통해서 수신신호를 출력하는 MRRC부(34)로 구성하는 제1 수신부(30)와; 수신안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 채널의 영향을 보상하는 과정을 수행하도록 부반송파 개수를 넘어가는 채널 출력신호를 잘라내어 채널 출력의 맨 처음부분에

더하는 랩핑 어라운드 추가부(41)와, 상기 랩핑 어라운드 추가부(41)의 출력신호를 주파수 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 변환하는 제2 빠른 푸리에 변환부(42)와, 상기 주파수 영역신호로 변환된 신호의 채널을 보상하는 채널 보상부(43)와, 상기 채널을 보상한 신호를 다시 시간 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 역변환하여 제2 데이터 결정부(45)를 통해서 수신신호를 출력하는 빠른 푸리에 역변환부(44)로 구성하는 제2 수신부(40); 및 상기 제1 수신부(30)와 제2 수신부(40)의 데이터 오류를 비교하는 프리앰블을 비교하여 프리앰블 오류가 적은 수신부(30, 40)를 선택하여 신호를 수신하는 수신기 선택부(50);로 구성하되, 상기 제1 수신부(30)와 제2 수신부(40)는 서로 병렬구조로 구성하는 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0012] 이러한 본 발명의 특징에 따르면,

[0013] 본 발명은 제 1 수신기로 동작하는 단축 및 확장 방법에서의 성능 개선효과와 특정 채널에서 성능이 열화되는 제 1수신기의 단점을 보완하는 제 2 수신기의 OFDM 채널 보상 수신기를 병렬로 구현하여 두 수신기중 성능이 좋은 수신기의 수신 데이터를 선택적으로 사용하도록 하여 종래의 송수신기와 비교하여 송신기에서 적은 전력으로 송신하여도 수신기에서는 동일한 성능을 얻을 수 있도록 하는 효과가 있다.

[0014] 또한, 채널 지연이 데이터 심볼의 1/4~1/8 길이로 정해지는 통상의 보호구간보다 길게 형성되는 경우에도 오에프디엠 수신기의 성능 개선이 가능하다는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0015] 도 1은 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신신호를 송신하는 송신기를 나타낸 블록도이다.

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기를 나타낸 블록도이다.

도 3은 도 2의 데이터 결정적 역컨벌루션부(31)에 관한 것으로 채널지연이 긴 경우와 짧은 경우에 대응할 수 있도록 구성된 데이터 결정적 역컨벌루션부이다.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법을 나타낸 흐름도이다.

도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기의 프리앰블 심볼 수에 따른 성능을 나타낸 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0016] 도 1은 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신신호를 송신하는 송신기를 나타낸 블록도이다. 먼저, 수신기의 동작을 설명하기 전에 송신기의 신호 변화를 설명하여 수신기의 흐름을 확인한다.

[0017] 오에프디엠 시스템의 기저대역에서는 사용자 신호를 부반송파 개수만큼 복소수 심볼로 만들어서 전송하게 되며, 이때 부반송파 개수를 한번에 처리할 수 있는 빠른 푸리에 역변환기와 빠른 푸리에 변환기를 사용하게 된다. 통상 이렇게 생성되는 복소수 심볼을 IFFT하여 시간 영역 신호로 만드는데, 이렇게 만들어진 시간 영역 신호의 마지막 부분의 일정한 개수를 복사하여 시간영역 신호의 맨 앞부분에 추가하는데 이렇게 복사한 부분을 사이클릭 프리픽스(CP;Cyclic Prefix)라 부르고 CP에 시간 영역 신호를 합한 신호를 오에프디엠 심볼이라고 한다. 여기서, 상기 CP가 GP신호라고 말하는 0이 일정한 개수로 계속된 신호로 대체되는 경우에는 ZPS(Zero Padded Suffix) OFDM 이라 부르고, 이 방식 또한 OFDM 시스템의 일종이며 이 경우 랩핑 어라운드 추가부(41)가 별도로 필요하다.

[0018] 본 발명의 실시 예에서는 단일 반송파 신호에서 부반송파 개수의 신호마다 GP신호를 첨가하여 하나의 전송 신호를 만들어 전송하게 된다.

[0019] 특별히, 이 신호는 주파수 영역에서 부반송파 개수만큼 반복하는 전송신호를 만들고, 이것을 IFFT 하였을 때 생성되는 신호에서 0을 제거한 후 신호들을 모두 연결하여 만들어지는 신호가 바로 단일 반송파 신호와 같다는 것을 [수학식 1] 내지 [수학식 3]으로 증명한다.

[0020] 먼저, L -번째 심볼 구간에 전송되는 N -차원의 OFDM 심볼을
$$X_I = [X_I^0 \ X_I^1 \ \dots \ X_I^{N-1}]$$
 라고 가

정하자.

수학식 1

$$\mathbf{T}_l = [\mathbf{T}_{l,0} \ \mathbf{T}_{l,1} \ \cdots \ \mathbf{T}_{l,(N-1)}]$$

$$\text{for } \mathbf{T}_{l,i} = [T_{l,i}^0 \ T_{l,i}^1 \ \cdots \ T_{l,i}^{N-1}] = \underbrace{[X_l^i \ X_l^i \ \cdots \ X_l^i]}_N, 0 \leq i < N$$

[0021]

[0022] 이때, 심볼들을 반복하여 구성한 $\mathbf{T}_l$, 심볼 벡터는 N 개의 IFFT 연산을 위해서 N 개의 블록으로 나누고, IFFT를 하면 IFFT출력은 첫 번째 심볼만 영('0')이 아니게 되고, 그 이후의 나머지 $(N-1)$ 개의 출력은 모두 IFFT의 성질에 의하여 0이 된다.

[0023] 또한, 그 첫 번째 심볼 값은 각각 N 개의 반복된 신호의 값과 같게 된다.

수학식 2

$$\mathbf{t}_{l,i} = [t_{l,i}^0 \ t_{l,i}^1 \ \cdots \ t_{l,i}^{N-1}] = IFFT\{\mathbf{T}_{l,i}\}$$

$$t_{l,i}^n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} T_{l,i}^k e^{j2\pi kn/N} = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l^i = X_l^i, & \text{for } n=0 \\ 0, & \text{for } n \neq 0 \end{cases}$$

$$, \text{ where } T_{l,i}^0 = T_{l,i}^1 = \cdots = T_{l,i}^{N-1} = X_l^i$$

[0024]

[0025] 이때, $t_{l,i}^n$ 과 $T_{l,i}^k$ 은 각각 k -번째 심볼 구간의 시간 및 주파수 영역 신호를 각각 의미하고, n 과 k ($0 \leq k, n \leq N-1$) 각각 시간 및 주파수 영역 신호를 가리키는 인덱스를 나타낸다.

[0026] 상기 [수학식 2]에서 생성된 0은 데이터 전송을 하지 않는 것을 의미하여 낭비 요인으로 볼 수 있으므로 제거한다.

[0027] 그리고, 나머지 영('0')이 아닌 심볼들을 모두 연결하면, 만들어지는 최종 신호는 바로 처음에 전송하고자 했던 $\mathbf{x}_l$ 신호가 된다.

[0028] 따라서, 송신기에서는 전송하고자 했던 신호에 일정한 길이의 영('0')으로 구성되는 보호구간 신호 GP를 삽입한 [수학식 3]의 신호가 된다.

수학식 3

$$\mathbf{p}_l = \left[X_l^0 \ X_l^1 \ \cdots \ X_l^{N-1} \ \overbrace{0 \ \cdots \ 0}^{GP} \right]$$

[0029]

- [0030] 이하, 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부한 도면을 참고로 하여 상세하게 설명한다.
- [0031] 도 2은 본 발명의 실시 예에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기를 나타낸 블록도이다.
- [0032] 도 2에 도시한 바와 같이, 본 발명의 실시 예에 따른 오에프디엠 수신기는 RF블록(10), A/D변환기(20), 제1 수신부(30), 제2 수신부(40), 및 수신기 선택부(50)로 구성한다.
- [0033] 여기서, 상기 제1 수신부(30)는 데이터 결정적 역컨벌루션부(31), 시간영역신호 복원부(32), 제1 빠른 푸리에 변환부(30), 최대 율 수신 결합부(34), 및 제1 데이터 결정부(35)로 구성하고,
- [0034] 상기 제2 수신부(40)는 랩핑 어라운드 추가부(41), 제2 빠른 푸리에 변환부(42), 채널 보상부(43), 빠른 푸리에 역변환부(44), 제2 데이터 결정부(45)로 구성한다.
- [0035] 상기 RF블록(10) 및 A/D변환기(20)는 수신 안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환한다.
- [0036] 상기 제1 수신부(30)의 데이터 결정적 역컨벌루션부(31)는 수신된 신호에서 보호구간보다 길거나 짧은 채널 지연에 관계없이 채널의 영향을 보상한다.
- [0037] 상기 시간영역신호 복원부(32)는 상기 데이터 결정적 역컨벌루션부에서 채널의 영향을 보상한 신호를 부반송파 개수로 분할하고 분할된 복수의 각 그룹신호의 데이터 뒤에 각각 (부반송파 개수-1)개의 영('0')들을 삽입하여 주파수 영역에서 부반송파 개수만큼 반복한 신호의 시간영역신호를 만들고 채널의 임펄스 응답과 컨벌루션을 수행하여 가상적으로 시간영역 신호를 만든다.
- [0038] 상기 제1 빠른 푸리에 변환부(33)는 상기 시간영역신호 복원부(32)에서 복원된 복수의 그룹신호를 차례로 빠른 푸리에 변환한다.
- [0039] 상기 최대 율 수신 결합부(34)는 상기 제1 빠른 푸리에 변환부(FFT)(33)에서 빠른 푸리에 변환된 복수의 그룹신호를 MRRC(Maximum Ratio Receive Combining) 결합하여 제1 데이터 결정부(35)를 통해서 수신신호를 출력한다.
- [0040] 상기 제2 수신부(40)의 랩핑 어라운드 추가부(41)는 수신된 신호에서 채널의 영향을 보상하는 과정을 수행하도록 부반송파 개수를 넘어가는 채널 출력신호를 잘라내어 채널 출력의 처음부분에 더하여 신호를 부반송파 개수로 일치 시킨다.
- [0041] 상기 제2 빠른 푸리에 변환부(42)는 상기 랩핑 어라운드 추가부(41)의 출력신호를 주파수 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 변환한다.
- [0042] 상기 채널 보상부(43)는 상기 주파수 영역신호로 변환된 신호의 채널을 보상한다.
- [0043] 상기 빠른 푸리에 역변환부(44)는 상기 채널을 보상한 신호를 다시 시간 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 역변환하여 제2 데이터 결정부(45)를 통해서 수신신호를 출력한다.
- [0044] 수신기 선택부(50)는 상기 제1 수신부(30)와 제2 수신부(40)의 데이터 오류를 비교하는 프리앰블을 비교하여 프리앰블 오류가 적은 수신부(30, 40)를 선택하여 오류가 낮은 수신기를 통해 신호를 수신한다.
- [0045] 여기서, 상기 수신기 선택부(50)에 연결된 상기 제1 수신부(30)와 제2 수신부(40)는 병렬로 구성되는데, 그 이유는 단축 및 확장 기술이 특정 채널에만 이득을 얻는 단점을 보완하기 위해서이다.
- [0046] 도 3은 도 2의 데이터 결정적 역컨벌루션부(31) 관한 것으로 채널지연이 (보호구간+1) 보다 같거나 작은 경우에는 수학적 7이 채널지연이 (보호구간+1) 보다 긴 경우에는 수학적 8을 적용하여 데이터 역컨벌루션을 수행하고, 이것을 가지고 복조 및 재변조의 과정을 거쳐 데이터 결정적 역컨벌루션을 수행한다.
- [0047] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신방법을 나타낸 흐름도이고, 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 수신할 수 있는 오에프디엠 수신기의 프리앰블 심볼 수에 따른 성능을 나타낸 그래프이다.
- [0048] 도 2, 도 3 및 도4에 도시한 바와 같이, 본 발명의 실시 예에 따른 오에프디엠 수신방법은 먼저, 수신안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받는다(S100).
- [0049] 이어서, 상기 입력 받은 신호를 제1 수신기(20)로 수신한다(S200).

- [0050] 상기 제1 수신기(30)가 입력신호를 수신하는 제1 수신단계(S200)는 다음과 같은 순서로 이루어진다.
- [0051] 먼저, 수신 안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 통상의 보호구간보다 긴 채널지연에 대응하여 채널의 영향을 보상하기 위해 수행하는 데이터 결정적 역컨벌루션(Deconvolution) 단계(S210)와;
- [0052] 그리고, 상기 데이터 결정적 역컨벌루션단계(S210)에서 채널 지연이 짧거나 긴 경우에 대응하여 채널 보상을 신호를 부반송파 개수로 분할하고 분할된 각 그룹신호의 각 데이터 뒤에 각각 (부반송파 개수-1)개의 영('0')들을 삽입하여 주파수 영역에서 부반송파 개수만큼 반복한 신호의 시간 영역 신호를 만들고 채널의 임펄스 응답과 컨벌루션을 수행하여 가상적으로 시간영역 신호를 만드는 시간영역신호 복원단계(S220)와;
- [0053] 그리고, 상기 시간영역신호 복원단계(S220)에서 복원된 복수의 그룹신호를 차례로 빠른 푸리에 변환하는 제1 빠른 푸리에 변환(FFT)단계(S230)와;
- [0054] 끝으로, 상기 빠른 푸리에 변환(FFT)단계(S230)에서 빠른 푸리에 변환된 복수의 그룹신호를 MRRC(Maximum Ratio Receive Combining) 결합하여 제1 데이터 결정부(35)를 통해서 수신신호를 출력하는 최대 율 수신결합 단계(S240)로 이루어진다.
- [0055] 상기 도 1과 같이 나타낸 송신기를 통해 전달된 전송신호를 제1 수신기를 통해 수신과정을 아래와 같이 설명할 수 있다.

[0056] l -번째 심볼 구간의 사용자의 전송신호 p_l 은 [수학식 3]에 정의되어 있다.

[0057] l -번째 심볼 구간의 채널 임펄스 응답을 h_l 이라 하고, 채널의 출력을 q_l 라 하면, 이는 [수학식 4]와 같다.

수학식 4

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_l &= [h_l^0 \ h_l^1 \ \dots \ h_l^{M-1}] \\ \mathbf{q}_l &= [q_l^0 \ q_l^1 \ \dots \ q_l^{N-1} \ q_l^N \ q_l^{N+1} \ \dots \ q_l^{N+GP-1}] \\ , \text{ where } q_l^{N+(M-1)} &= q_l^{N+M} = \dots = q_l^{N+GP-1} = 0 \end{aligned}$$

[0058]

[0059] 상기 [수학식 4]의 심볼 구간 인덱스 l 을 생략하여 수식을 나타내며, [수학식 4]를 [수학식 5]와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 5

$$\mathbf{q} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w}$$

[0060]

[0061] 상기의 $\otimes$ 는 컨벌루션을 의미하고, w 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)를 의미한다.

수학식 6

$$q^i = \sum_{m=0}^{M-1} p^{i-m} h^m + w^i, \text{ for } 0 \leq i < N + (M-1)$$

[0062]

[0063] 이 때, 만일 채널 임펄스 응답 길이 M 이 $(GP+1)$ 보다 같거나 작을 경우는 도 5의 채널 A의 경우에 해당한다.

$p^{-m} (1 \leq m \leq M)$ 은 바로 전 OFDM 심볼의 GP 영역에 속하게 되고, $p^{N+m} (1 \leq m \leq M-1)$ 은 현재의 OFDM 심볼의 GP 영역에 속하게 되어, [수학식 6]에서 $p^{-1} = p^{-2} = \dots = p^{-(M-1)} = 0$, $p^N = p^{N+1} = \dots = p^{N+(M-2)} = 0$ 이 되고, 시간영역 사용자 신호는 다음과 같이 추정 가능하다.

수학식 7

$$\hat{p}^i = (q^i - \sum_{m=1}^{M-1} \hat{p}^{i-m} h^m) / h^0, 0 \leq i < N$$

[0064]

[수학식 6]에서 채널 임펄스 응답 길이 M 이 $(GP+1)$ 보다 큰 경우는 도 5의 채널 C(22 taps)의 경우에 해당한다. $p^{-17}, \dots, p^{-21}$ 다섯 심볼은 바로 전 OFDM 심볼의 프리앰블 영역에 속하게 되고, 이를 이용하여 현재 OFDM 심볼의 처음 다섯 심볼 $(\hat{p}^i, 0 \leq i < 5)$ 을 추정할 수 있다.

수학식 8

$$\hat{p}^i = \begin{cases} (q^0 - \sum_{m=17}^{21} \hat{p}^{-m} h^m) / h^0, & i=0 \\ (q^i - \sum_{m=0}^{i-1} \hat{p}^m h^{i-m} - \sum_{m=17}^{21-i} \hat{p}^{-m} h^m) / h^0, & 1 \leq i < 5 \\ (q^i - \sum_{m=0}^{M-1} \hat{p}^{i-m} h^m) / h^0, & 5 \leq i < N \end{cases}$$

[0066]

[0067] 여기서, $p^{-1} = p^{-2} = \dots = p^{-16} = 0$ 이다.

[0068] 데이터 역컨벌루션이 진행함에 따라 그 과정에 관여하는 AWGN 수는 채널의 길이만큼 증가하게 되고, 순차적인

신호 검출에 따른 오류의 전파를 막기 위하여, $\hat{p}^i$ 를 디지털 신호로 결정하게 되면, 디컨벌루션 오류의 전파를 막을 수 있는 효과가 있게 된다.

[0069] 따라서, 디지털 신호를 먼저 결정한 후 결정한 디지털 신호를 사용하여 다시 변조하여 $\hat{s}^i$ 신호를 만든다. 이렇게 데이터 결정을 포함하는 역컨벌루션을 '데이터 결정적 역컨벌루션'이라 한다.

[0070] 여기서, 수학식 8을 이용하면 데이터 심볼의 1/4~1/8길이로 정해지는 통상의 보호구간보다 긴 채널 지연에 대응하여 보호구간을 추가한 단일 반송파 송신 신호를 보다 적은 오류로 수신할 수 있게 된다.

[0071] 상기 데이터 심볼 $\hat{s}^i$ 를 얻게 되면, 각 심볼 마다 그 이후에 $(N-1)$ 개의 영('0')을 추가함으로써, 반복 신호의 IFFT 출력 신호를 얻을 수 있게 된다. 이렇게 구성된 신호를 **expanded $\hat{s}^i$ ($e\hat{s}^i$)** 라 한다면 [수학

식 9]와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

$$\hat{\mathbf{e}}\mathbf{s} = [\hat{\mathbf{e}}\mathbf{s}^0 \ \hat{\mathbf{e}}\mathbf{s}^1 \ \dots \ \hat{\mathbf{e}}\mathbf{s}^i \ \dots \ \hat{\mathbf{e}}\mathbf{s}^{N-1}], \text{ where } \hat{\mathbf{e}}\mathbf{s}^i = [\hat{s}^i \ \overbrace{0 \dots 0}^{N-1}]$$

상기와 같이 구성된 신호와 채널의 임펄스 응답을 이용하여 가상적으로 컨벌루션을 수행하고, 그 결과를 이용하여 주파수 영역에서 회전 컨벌루션(Circular Convolution)을 수행하기 위하여 선형 컨벌루션의 결과 중에서 부반송파 길이를 넘어가는 출력을 잘라 내어 선형 컨벌루션의 앞부분에 더하는 기능을 수행한다.

이 기능은 [수학식 10]과 같다.

수학식 10

$$\begin{aligned} & \hat{\mathbf{e}}\mathbf{s}^i \otimes \mathbf{h}, 0 \leq i < N \\ & [\hat{s}^i \ \overbrace{0 \dots 0}^{N-1}] \otimes [h^0 \ h^1 \ \dots \ h^{(L-1)}] = [r^{i,0} \ r^{i,1} \ \dots \ r^{i,N-1} \ \dots \ r^{i,N+L(N-1)}] \\ & \mathbf{r}^i = [(r^{i,0} + r^{i,N}) \ (r^{i,1} + r^{i,N+1}) \ \dots \ (r^{i,L-1} + r^{i,N+L(N-1)}) \ r^{i,L-N} \ r^{i,L-N+1} \ \dots \ r^{i,N-1}] \end{aligned}$$

상기와 같이 구성한 각각의 $\mathbf{r}^i$ 을 가지고 FFT를 수행하면, MRRC 연산을 위한 $\mathbf{R}^i$ 을 얻을 수 있으며, $\mathbf{R}^i$ 은 [수학식 11]과 같다.

수학식 11

$$\mathbf{R}^i = FFT\{\mathbf{r}^i\} = [R^{i,0} \ R^{i,1} \ \dots \ R^{i,N-1}]$$

$$\mathbf{H} = FFT\{\mathbf{h}\}$$

상기 $\mathbf{R}^i$ 가 가상적으로 구성된 주파수 영역에서 수신한 신호 벡터가 되는데, 송신한 신호는 N 번 반복한 신호인 $\underbrace{[X_l^i \ X_l^i \ \dots \ X_l^i]}_N$ 가 전송되었다고 가정한 경우이다.

상기 이 신호를 이용하면 $\mathbf{X}^n$ 을 얻을 수 있는 MRRC의 수행이 가능하다.

상기 $\mathbf{X}^n$ 은 [수학식 12]와 같다.

수학식 12

$$X^n = \begin{cases} \frac{\sum_{i=0}^{N-1} R^{n,i} (H^i)^*}{\sum_{i=0}^{N-1} |H^i|^2}, & \text{for } 0 \leq n < N \end{cases}$$

[0082]

이어서, 상기 제1 수신단계와 동시에 동일한 입력 받은 신호를 제2 수신기(30)로 수신한다(S300).

[0083]

상기 제2 수신기(40)가 입력신호를 수신하는 제2 수신단계(S400)는 다음과 같은 순서로 이루어진다.

[0084]

먼저, 상기 제2 수신단계(S300)는 수신 안테나를 통해 RF블록(10)에서 수신된 신호를 A/D변환기(20)를 통해 입력 받아 수신된 신호에서 부반송파 개수를 넘어가는 채널 출력신호를 잘라내어 채널 출력의 처음부분에 더하는 램핑 어라운드 추가단계(S310)와;

[0085]

그리고, 상기 램핑 어라운드 추가단계의 출력신호를 주파수 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 변환하는 제2 빠른 푸리에 변환단계(S320)와;

[0086]

그리고, 상기 주파수 영역신호로 변환된 신호의 채널을 보상하는 채널 보상단계(S330)와;

[0087]

끝으로, 상기 채널을 보상한 신호를 다시 시간 영역신호로 변환하도록 빠른 푸리에 역변환하여 제2 데이터 결정부(45)를 통해서 수신신호를 출력하는 빠른 푸리에 역변환단계(S340);로 이루어진다.

[0088]

마지막으로, 상기 제1 수신기(20)와 제2 수신기(30) 중 약속된 프리앰블 내의 데이터 오류가 적은 수신기를 선택한다(S400).

[0089]

더 상세하게는 단축 전송 기법의 검출 오류는 디컨벌루션의 오류 전파 특성 때문에 전파되는 경향이 있게 되므로, 오류를 검출하는 위치는 OFDM 심볼의 끝부분에서 검출하는 것이 정확하다.

[0090]

$$X_l^{N-P} X_l^{N-(P-1)} \dots X_l^{N-1}$$

즉, P 심볼 개의 프리앰블이라고 하면, 그 위치는 로 할당한다.

[0091]

이때, 제1 수신부(30)와 제2 수신부(40)에 프리앰블 할당 개수에 따라 그 성능에 차이가 있으며, 그 성능 차이는 도 5에 도시한 바와 같다.

[0092]

프리앰블로 5개를 할당한 경우인 Proposed scheme(5 symbols of preamble)와 프리앰블로 32개를 할당한 경우인 Proposed scheme(32 symbols of preamble)을 살펴 보면 성능의 차이가 크게 나타나지 않은 것을 알 수 있으나, 프리앰블로 1개를 할당한 경우인 Proposed scheme(1 symbol of preamble)과는 현격한 성능의 차이를 보이므로 이 정도의 프리앰블 할당은 성능이 향상되는 것과 비교하여 작은 것으로 볼 수 있다. 여기에서 A와 C는 각각 HiperLAN/2 채널 A와 C를 말하며 A의 경우에는 채널지연이 보호구간 보다 작은 경우이고, C인 경우는 채널 지연이 보호구간 보다 긴 경우이다.

[0093]

또한, 본 발명의 실시 예는 대부분의 E_b/N_0 영역에서 성능이 우수하며, 이때 얻게 되는 이득은 $BER=10^{-5}$ 에서 약 17dB정도이다.

[0094]

상기 이득은 같은 성능을 얻기 위해 송신 전력이 감소 될 수 있는 것을 의미 한다.

[0095]

이상에서 설명한 바와 같이, 본 발명의 상세한 설명에서는 본 발명의 바람직한 실시 예에 관하여 설명하였으나, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 본 발명의 범주에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 따라서 본 발명의 권리 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며, 후술하는 청구범위뿐만 아니라, 이와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

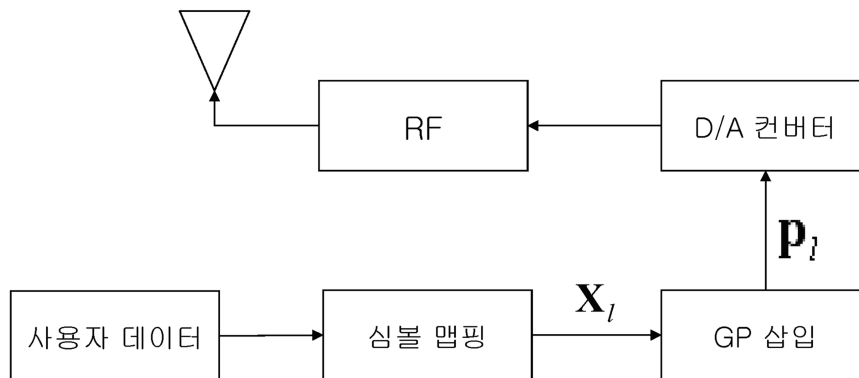
[0096]

부호의 설명

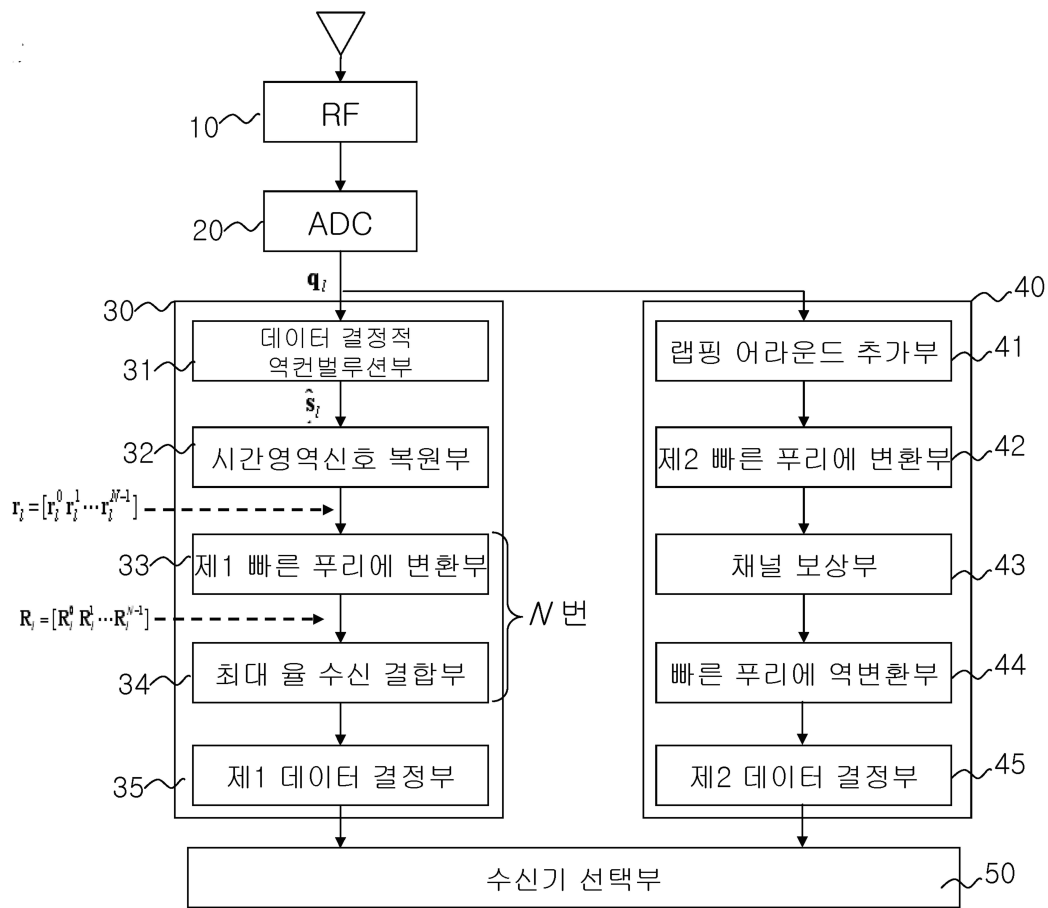
[0097]	10 : RF	20 : ADC
	30 : 제1 수신부	31 : 데이터 결정적 역컨벌루션부
	32 : 시간영역신호 복원부	33 : 제1 빠른 푸리에 변환부
	34 : MRRC부	35 : 제1 데이터 결정부
	40 : 제2 수신부	41 : 랩핑 어라운드 변환부
	42 : 제2 빠른 푸리에 변환부	43 : 채널 보상부
	44 : 빠른 푸리에 역변환부	46 : 제2 데이터 결정부
	50 : 수신기 선택부	

도면

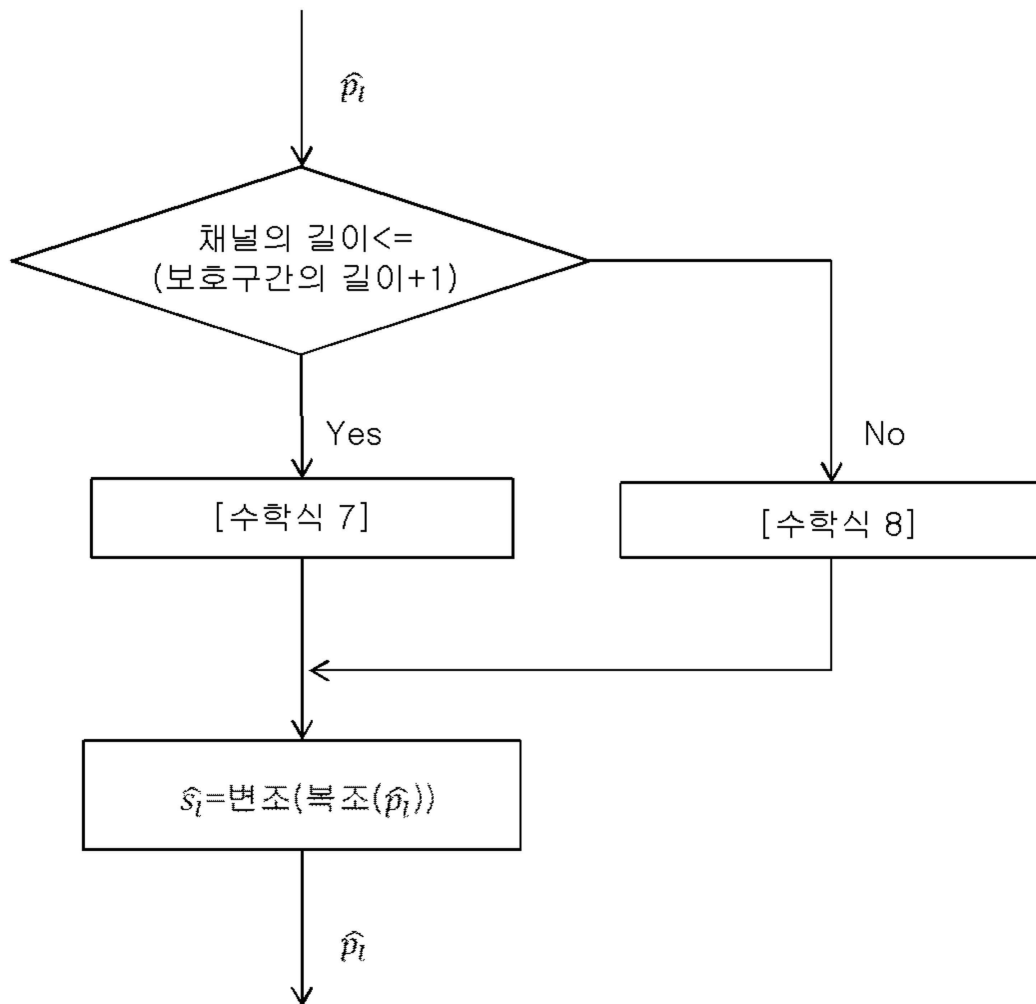
도면1



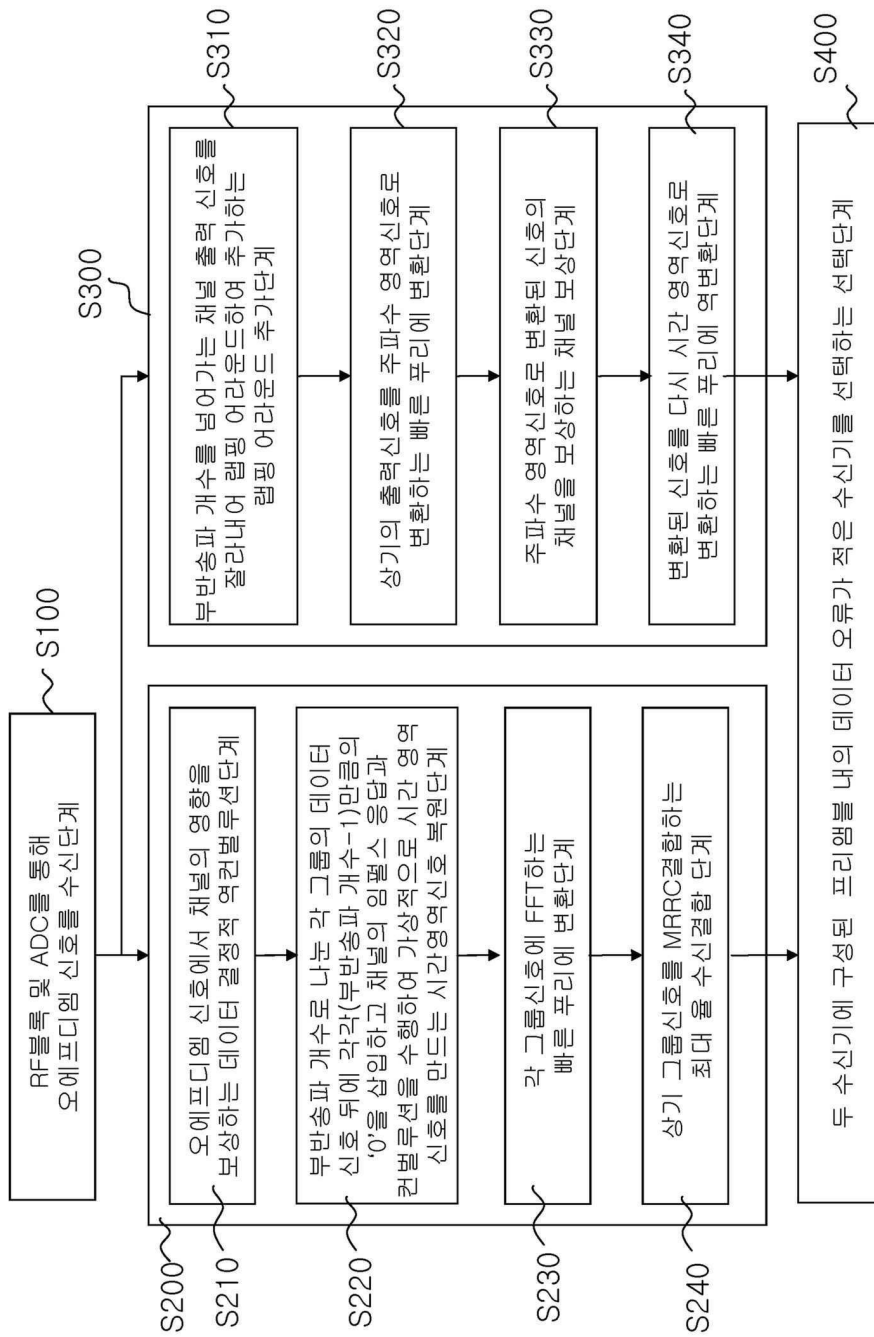
도면2



도면3



도면4



도면5

