



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2009년01월19일  
(11) 등록번호 10-0879455  
(24) 등록일자 2009년01월13일

(51) Int. Cl.<sup>9</sup>  
H04L 27/26 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)  
(21) 출원번호 10-2007-0096001  
(22) 출원일자 2007년09월20일  
심사청구일자 2007년09월20일  
(56) 선행기술조사문헌  
KR1020070076395 A  
KR1020070042343 A  
KR1020060028150 A  
KR1020040005175 A

(73) 특허권자  
한국전자통신연구원  
대전 유성구 가정동 161번지  
(72) 발명자  
이재권  
대전광역시 서구 월평 1동 444번지 3층  
김진엽  
대전시 유성구 가정동 236-2 KIT 교수아파트 13동 305호  
(74) 대리인  
특허법인무한

전체 청구항 수 : 총 11 항

심사관 : 박부식

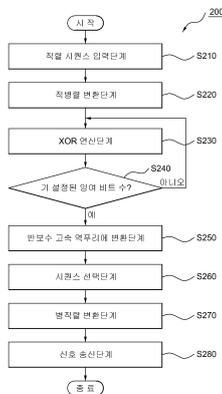
(54) OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송수신 방법

(57) 요약

본 발명은 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM'이라 칭하기로 함)방식에 관한 것으로, 더욱 구체적으로는 OFDM 방식에서 첨두전력 대 평균전력비(Peak-to-Average Power Ratio, 이하 'PAPR'이라 칭함)를 감소시키기 위한 시퀀스 다중화 방법 및 그 송수신 시스템에 관한 것이다.

본 발명은 입력 데이터 시퀀스를 병렬화하는 단계, 상기 병렬화된 시퀀스에 소정 잉여 비트를 부가하여 직교성을 갖는 복수의 다중시퀀스를 생성하는 단계, 및 상기 생성된 복수의 다중 시퀀스 중에서 최대 전송효율을 갖는 다중 시퀀스를 선택하는 단계를 포함한다.

대표도 - 도2



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 2006-S-001-02

부처명 정보통신부

연구사업명 IT신성장동력핵심기술개발사업

연구과제명 4세대 이동통신용 적응 무선접속 및 전송 기술개발

주관기관 한국전자통신연구원

연구기간 2006년 01월 01일 ~ 2010년 12월 31일

---

**특허청구의 범위**

**청구항 1**

입력 데이터 시퀀스를 병렬화하는 단계;

상기 병렬화된 시퀀스의 기 설정된 비트에 잉여 비트를 XOR 연산하여 직교성을 갖는 복수의 다중시퀀스를 생성하는 단계; 및

상기 생성된 복수의 다중 시퀀스 중에서 최소 첨두전력 대 평균전력비(PAPR) 값을 갖는 다중 시퀀스를 선택하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 2**

제 1항에 있어서, 상기 입력 데이터 시퀀스는

기 설정된 잉여 비트의 길이 정보를 갖는 직렬 데이터인 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 3**

제 1항에 있어서, 상기 잉여 비트는

'0' 또는 '1'인 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 4**

제 1항에 있어서, 상기 잉여 비트는

비트의 길이가 1 이상인 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 5**

제 1항에 있어서, 상기 복수의 다중 시퀀스를 생성하는 단계는

비트길이 L인 입력 데이터 시퀀스를 M개의 잉여 비트와 순차적으로 XOR 연산하여 출력 시퀀스를 생성하는 단계;

상기 출력 시퀀스의 잉여 비트 길이가 기 설정된 정보와 일치하는지 확인하는 단계; 및

상기 확인에 따라 기 설정된 정보와 일치하면 상기 연산된 시퀀스를 반보수 고속 역푸리에 변환하고, 기 설정된 정보와 일치하지 않으면 상기 연산된 시퀀스의 말미에 하나의 잉여 비트를 부가하여 상기 XOR 연산하여 출력 시퀀스를 생성하는 단계로 귀환하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 6**

삭제

**청구항 7**

삭제

**청구항 8**

제 5항에 있어서, 상기 XOR 연산은

L과 M을 합한 값의 절반이 되는 비트까지는 상기 입력 데이터 시퀀스의 비트 값을 상기 출력 시퀀스에 동일하게 적용하고,

L과 M을 합한 값의 절반이 되는 비트의 다음 비트부터는 상기 잉여 비트를 상기 출력 시퀀스의 L+1번째 비트에 삽입하면서 상기 입력 데이터 시퀀스의 L번째 비트와 XOR 연산한 결과값을 상기 출력 시퀀스의 L번째 비트에 삽입하고, 상기 출력 시퀀스의 L번째 비트와 상기 입력 데이터 시퀀스의 L-1번째 비트와 XOR 연산한 결과값을 상기 출력 시퀀스의 L-1번째 비트에 삽입하는 순서로 연산되는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를

위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 9**

삭제

**청구항 10**

제 5항에 있어서, 상기 잉여 비트의 길이는

M개 일때,  $2^M$ 개의 출력 시퀀스가 생성되는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 11**

제 5항에 있어서, 반보수 고속 역푸리에 변환하는 단계는,

적어도 하나 이상의 시퀀스를 입력받아 공통되는 시퀀스와 보수관계 시퀀스를 구분하는 단계;

상기 공통되는 시퀀스를 역고속푸리에 연산하는 단계;

상기 보수관계의 시퀀스를 역고속푸리에 연산하는 단계;

상기 공통되는 시퀀스 및 보수관계의 시퀀스에 대한 역고속푸리에 연산된 결과를 이용하여 다중 시퀀스를 생성하는 단계; 및

상기 보수관계의 시퀀스의 부호를 변환한 후, 상기 역고속푸리에 연산된 공통되는 시퀀스와 상기 부호를 변환한 보수관계의 시퀀스를 합하여 반보수 다중 시퀀스를 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 12**

제 11항에 있어서, 상기 공통되는 시퀀스와 보수관계 시퀀스는

비트 길이가 일치하는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법.

**청구항 13**

송신단에서 생성된 복수의 다중 시퀀스 중 최소 PAPR값을 갖는 시퀀스를 수신하는 단계;

상기 최소 PAPR값을 갖는 시퀀스를 반보수 고속푸리에 변환하는 단계; 및

상기 반보수 고속푸리에 변환된 송신 시퀀스의 기 설정된 비트와 잉여 비트를 역 XOR 연산하여 복조화하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 수신 방법.

**청구항 14**

제 13항에 있어서, 상기 복조화하는 단계는

상기 역 XOR 연산된 출력 시퀀스의 잉여 비트 길이가 기 설정된 정보와 일치하면 상기 연산된 시퀀스를 병렬로 변환하고, 상기 연산된 출력 시퀀스의 잉여 비트 길이가 기 설정된 정보와 일치하지 않으면 기 설정된 잉여 비트의 길이정보와 동일하도록 잉여 비트를 하나씩 감소시켜 역 XOR 연산하는 단계로 변환하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 수신 방법.

**청구항 15**

삭제

**명세서**

**발명의 상세한 설명**

**기술분야**

- <1> 본 발명은 OFDM 방식에 관한 것으로, 더욱 구체적으로는 OFDM 방식에서 PAPR을 감소시키기 위한 시퀀스 다중화 방법 및 그 송수신 시스템에 관한 것이다.
- <2> 본 발명은 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 IT신성장동력핵심기술개발사업의 일환으로 수행한 연구로부터 도출된 것이다[과제관리번호: 2006-S-001-02, 과제명: 4세대 이동통신용 적응 무선접속 및 전송 기술개발].

**배경 기술**

- <3> 일반적으로, OFDM은 높은 전송 속도에서도 페이딩에 강하고, 직교 특성으로 인해 효율적인 대역폭을 가지며, 등화기(Equalizer)를 간단하게 만들 수 있는 장점으로 인해 널리 사용되고 있다.
- <4> 이와 같은 OFDM시스템의 한 심벌에 대한 수식은 다음의 [수학식 1]과 같이 정의할 수 있다.

**수학식 1**

<5> 
$$c(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{n=1}^N C_n \cdot e^{j2\pi f_n t}, \quad t = 1, 2, \dots, N$$

<6> 상기 [수학식 1]을 참조하면,  $C = [C_1, C_2, \dots, C_N]^T$  는 변조된 입력시퀀스이고, N은 다중반송파의 개수이며,  $f_n$  은 n번째 반송파 주파수를 나타낸다.

<7> 따라서, OFDM 심벌에 대한 PAPR 비를 다음의 [수학식 2]와 같이 정의할 수 있다.

**수학식 2**

<8> 
$$PAPR = \frac{\max |c(t)|^2}{E[|c(t)|^2]}$$

<9> 상기 [수학식 2]를 참조하면,  $E[|c(t)|^2]$  는 평균값을 나타낸다. 따라서 [수학식 1]과 [수학식 2]를 이용하면, 다중반송파의 개수가 N인 OFDM 심벌이 가질 수 있는 최대 PAPR 값을 다음의 [수학식 3]과 같은 경계조건(Boundary condition)으로 정의할 수 있다.

**수학식 3**

<10> 
$$\begin{aligned} BC_{|c(t)|^2} &\leq \frac{1}{P_{Avg}} \cdot \left( 1 + \frac{2}{N} \cdot \left| \sum_{k=1}^{N-1} e^{j\frac{2\pi f t}{T} k} \sum_{n=1}^{N-k} C_n C_{n+k}^* \right| \right) \\ &\leq \frac{1}{P_{Avg}} \cdot \left( 1 + \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} |\Phi_{c,c}| \right) \end{aligned}$$

<11> 상기 [수학식 3]을 참조하면,  $P_{Avg}$  는 입력 신호의 평균전력을 나타내고,  $\Phi_{c,c} = \sum_{n=1}^{N-k} C_n C_{n+k}^*$  는 입력 시퀀스의 자기상관(Auto-correlation) 값을 나타낸다. 따라서 상기 [수학식 3]을 참조하면 입력되는 시퀀스의 자기상관 값이 작을수록 최대 PAPR 값이 작아지는 것을 알 수 있다.

<12> 그러나 OFDM 방식에서 다수의 부반송파가 동일 위상을 가지고 더해질 경우 높은 PAPR 값을 가진다. 이와 같이 높은 PAPR로 인해 고풍력증폭기(High-power amplifier, 이하 HPA이라고 함)에서 파워효율 감소되고, 디지털-아날로그 변환기(DAC)/ 아날로그-디지털 변환기(ADC)의 동적인 범위가 크게 되는 단점이 있다.

<13> 따라서, 종래에는 상술한 문제점을 극복하기 위해 더미 시퀀스 삽입(Dummy Sequence Insertion, 이하 'DSI'이라 함) 방법을 사용했다.

<14> 도 1은 종래의 더미 시퀀스 삽입방법을 도시하는 예시도이다.

<15> 도 1을 참조하면, 종래의 더미 시퀀스 삽입방법은 입력되는 입력 시퀀스(110)가 역푸리에 입력 시퀀스(130)에 그대로 입력되고 말미에 적어도 하나 이상 더미 시퀀스 비트(120)를 플리핑(flipping)방법으로 삽입하여 전송한다.

- <16> 상기 더미 시퀀스 비트(110)는 송신단에서 오로지 PAPR 값을 줄이는 데에만 사용되고 수신단에서는 그대로 제거된다. 따라서 부가정보로 사용되지 않으므로 부가비트에 에러가 발생하더라도 전체적인 BER성능손실을 방지할 수 있는 효과가 있었다.
- <17> 그러나 더미 시퀀스의 비트 수가 증가할수록 고속 역푸리에 변환부의 계산량이 증가하며, 부반송파가 증가할수록 소량의 더미 시퀀스를 삽입한 경우에는 PAPR 저감효율도 매우 낮다는 문제점이 있었다.
- <18> 따라서, 고속 역푸리에 변환부의 계산량을 줄이고, 소량의 더미 시퀀스를 삽입한 경우에도 높은 PAPR 저감효율을 제공하는 시퀀스의 다중화 기술이 요구된다.

**발명의 내용**

**해결 하고자하는 과제**

- <19> 본 발명은 상술한 바와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해 안출된 것으로서, 본 발명의 목적은, 고속 역푸리에 변환부의 계산량을 감소시키는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법을 제공하는 것이다.
- <20> 또한, 본 발명의 다른 목적은 소량의 더미 시퀀스를 삽입한 경우에도 높은 PAPR 저감효율을 제공하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법을 제공하는 것이다.

**과제 해결수단**

- <21> 상기의 목적을 이루고 종래기술의 문제점을 해결하기 위하여, 본 발명은 입력 데이터 시퀀스를 병렬화하는 단계와, 상기 병렬화된 시퀀스의 기 설정된 비트에 잉여 비트를 XOR 연산하여 직교성을 갖는 복수의 다중시퀀스를 생성하는 단계 및 상기 생성된 복수의 다중 시퀀스 중에서 최소 첨두전력 대 평균전력비(PAPR) 값을 갖는 다중 시퀀스를 선택하는 단계를 포함하는 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법을 제공한다.
- <22> 또한, 본 발명에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 수신 방법은 송신단에서 생성된 복수의 다중 시퀀스 중 최소 PAPR값을 갖는 시퀀스를 수신하는 단계와, 상기 최소 PAPR값을 갖는 시퀀스를 반보수 고속 푸리에 변환하는 단계 및 상기 반보수 고속푸리에 변환된 송신 시퀀스를 역 XOR 연산하여 복조화하는 단계를 포함한다.
- <23> 본 발명에 따른 부가적인 특징 및 장점은, 후술하는 본 발명의 실시를 위한 구체적인 내용의 상세한 설명에 의하여 더욱 명료해 질 것이며, 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의하여 설명되나, 본 발명의 권리범위는 이러한 실시예에 한정되는 것은 아니며, 이는 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능할 것이다. 따라서, 본 발명 사상은 아래에 기재된 특허 청구 범위에 의해서만 파악되어야 하고, 이의 균등 또는 등가적 변형은 모두 본 발명 사상의 범주에 속하는 것으로 해석되어야 할 것이다.

**효과**

- <24> 본 발명에 따르면, OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 시, 고속 역푸리에 변환부의 계산량을 감소시키는 효과가 있다.
- <25> 또한, 본 발명에 따르면, OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위해 시퀀스 다중화하는 경우, 소량의 더미 시퀀스를 삽입한 경우에도 높은 PAPR 저감효율을 제공하는 효과가 있다.
- <26> 추후, 본 발명은 DAB-T, DVB-T, ADSL and WLAN와 같은 OFDM 방식의 무선 방송과 통신 시스템을 구비하는데 있어, 효율적인 PAPR 저감효과와 신호대잡음비에 따른 에러에도 효율적으로 대처할 수 있는 효과를 제공한다.

**발명의 실시를 위한 구체적인 내용**

- <27> 이하에서는 첨부된 도면들을 참조하여 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법 및 그 송수신 시스템을 상세히 설명한다.
- <28> 본 발명의 기본적인 원리는 우선, '0' 또는 '1'의 잉여 비트와 입력 병렬 시퀀스를 XOR(Exclusive-OR) 연산한다.

- <29> 그 후, 상기 연산 결과인 반보수(Half-Complementary) 고속 역푸리에 입력 시퀀스를 공통되는 시퀀스와 보수 형태의 시퀀스로 구분하여 각각 고속 역푸리에 연산한다.
- <30> 이에 따라, 출력되는 각각의 시퀀스를 믹싱함으로써 고속 역푸리에 연산을 반으로 줄이는 것이다.
- <31> 본 발명에 있어서, 한 개의 OFDM 시퀀스가 가질 수 있는 PAPR 최대값은 상기 [수학식 3]과 같이 나타낼 수 있으며 두 개의 서로 다른 형태를 가지는 다중 시퀀스 표현방식에서 OFDM 심벌이 가질 수 있는 PAPR 확률 분포는 각각의 시퀀스가 가질 수 있는 PAPR 확률 분포의 곱으로 나타낼 수 있다.
- <32> 따라서, PAPR 경계조건은 다음의 [수학식 4]와 같이 정의할 수 있다.

**수학식 4**

$$\begin{aligned}
 \text{BC}_{|c^1(t)|^2 + |c^2(t)|^2} &\leq \frac{1}{P_{\text{Avg}}^2} \cdot \text{BC}_{|c^1(t)|^2} \cdot \text{BC}_{|c^2(t)|^2} \\
 &\leq \frac{1}{P_{\text{Avg}}^2} \cdot \left( \begin{aligned} &1 + \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} \left| \sum_{n=1}^{N-k} C_n^1 C_{n+k}^{1*} \right| \\ &+ \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} \left| \sum_{n=1}^{N-k} C_n^2 C_{n+k}^{2*} \right| \\ &+ \left( \frac{2}{N} \right)^2 \cdot \sum_{k=1}^{N-1} \left| \sum_{n=1}^{N-k} C_n^1 C_{n+k}^{2*} \right| \\ &\cdot \sum_{k=1}^{N-1} \left| \sum_{n=1}^{N-k} C_n^2 C_{n+k}^{1*} \right| \end{aligned} \right) \\
 &\leq \frac{1}{P_{\text{Avg}}^2} \cdot \left( \begin{aligned} &1 + \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} |\Phi_{c^1, c^1}| \\ &+ \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} |\Phi_{c^2, c^2}| \\ &+ \frac{4}{N^2} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} |\Phi_{c^1, c^2}| \\ &\cdot \sum_{k=1}^{N-1} |\Phi_{c^2, c^1}| \end{aligned} \right)
 \end{aligned}$$

- <33>
- <34> 상기 [수학식 4]를 참조하면,  $c^1(t), c^2(t)$  는 서로 다른 형태의 OFDM 시퀀스를 나타내며,  $\Phi_{c^1, c^2}, \Phi_{c^2, c^1}$  은 상호상관값(Cross-correlation)을 나타낸다.
- <35> 따라서 다중 시퀀스 표현방식에서 최대 PAPR값을 낮추기 위해서는 생성된 서로 다른 형태의 시퀀스들의 상호상관값이 작아야 한다.
- <36> 즉, 생성된 서로 다른 형태의 시퀀스들 간에 직교성이 유지될수록 상호상관값은 낮아지게 된다.
- <37> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법을 보여주는 순서도이다.
- <38> 도 2를 참조하면, 본 발명에 따른 다중화 송신 방법(200)은 우선, 직렬 시퀀스와 잉여 비트의 길이 정보를 입력하는 단계(S210)와, 상기 시퀀스를 병렬형태의 시퀀스로 변환하는 단계(S220)와, 상기 입력 시퀀스를 잉여 비트와 XOR 연산하는 단계(S230)와, 상기 연산된 시퀀스의 잉여 비트 길이를 확인하는 단계(S240)와, 상기 확인된 시퀀스를 반보수(Half-Complementary) 고속 역푸리에 변환하는 단계(S250)와, 상기 변환된 시퀀스 중 최소의 PAPR 값을 갖는 시퀀스를 선택하는 단계(S260)와, 상기 선택된 시퀀스를 직렬형태로 변환(S270)하여 OFDM 신호로 송신하는 단계(S280)를 포함한다.
- <39> 도 2와 같이 구성된 본 발명에 따른 다중화 방법(200)을 상술하면 다음과 같다.
- <40> 우선, 순차적으로 입력되는 입력 시퀀스와 기 설정된 적어도 하나 이상의 잉여 비트의 길이정보가 입력된다(S210).
- <41> 바람직하게, 상기 잉여 비트의 길이정보는 상기 잉여 비트의 비트 수를 의미한다.
- <42> 즉, 상기 잉여 비트의 길이 정보는 잉여 비트가 1개 비트인지, 혹은 M(M>1)개 비트인지를 제공하는 정보이다.
- <43> 상기 잉여 비트의 길이 정보를 포함한 입력 시퀀스를 병렬형태의 입력 데이터 시퀀스로 변환하고(S220), 상기

변환된 시퀀스와 잉여 비트를 XOR(Exclusive OR) 연산하여 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스를 생성한다(S230).

<44> 상기 입력 데이터와 잉여 비트의 XOR 연산은 다음의 도 3을 참조하여 자세히 설명한다.

<45> 도 3은 본 발명에 따른 다중화 방법에서 잉여 비트의 길이 정보가 부가된 입력 시퀀스의 기 설정된 비트와 잉여 비트를 XOR 연산하여 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스를 생성하는 것을 보여주는 예시도이다.

<46> 도 3을 참조하면, XOR 연산 방법(300)은 다음과 같다.

<47> 우선, 비트의 길이가 L인 병렬로 변환된 입력 데이터(310)는 기 설정된 잉여 비트의 길이정보 M을 갖는다고 가정한다.

<48> 바람직하게 상기 잉여 비트의 길이정보는 상기 잉여 비트의 비트 수를 의미하며 1보다 크다.

<49> 여기서 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스(320)를 생성하기 위해, 입력 데이터 시퀀스(310)의 비트 길이

$$\frac{L+M}{2} \text{ 까지를 동일하게 사용한다.}$$

<50> 그러나, 비트 길이  $\frac{L+M}{2} + 1$  부터는, 입력 데이터 시퀀스(310)와 잉여 비트(330)를 XOR 연산하여 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스(360)를 생성한다.

<51> 상기 비트 길이  $\frac{L+M}{2} + 1$  부터의 XOR 연산과정은 다음과 같다.

<52> 여기서는, 잉여 비트의 길이정보인 M이 1일때를 예를 들어 설명한다.

<53> 우선 상기 잉여 비트(330)는 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스(320)의 말미에서 잉여 비트(331)로 동일하게 사용된다.

<54> 아울러, 상기 잉여 비트(330)는 입력 데이터 시퀀스(310)의 L번째 비트(332)와 XOR 연산하여 출력되는 첫 번째 결과 비트를 상기 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스(320)의 L번째 비트(333)에 삽입한다.

<55> 그 후, 상기 삽입된 L번째 비트(333)와 상기 입력 데이터 시퀀스(310)의 L-1번째 비트(334)와 XOR연산하여, 상기 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스(320)의 L-1번째 비트(335)에 삽입한다.

<56> 이와 같이, 순차적으로 결과 비트를  $\frac{L+M}{2} + 1$  까지 삽입하여 XOR 연산하여 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스(320)를 생성한다.

<57> 일 예로 M이 1인 경우, 7 비트의 입력 시퀀스 [1,0,1,0,1,0,1]에 '0' 또는 '1'인 잉여 비트를 삽입하여 XOR 연산하면 2가지 형태의 출력 시퀀스 [1,0,1,0,0,1,1,0], [1,0,1,0,1,0,0,1]가 생성되는 것을 알 수 있다.

<58> 따라서, 기 설정된 잉여 비트의 길이가 두 비트라면 한 개의 잉여 비트를 삽입하여 생성된 두 가지 형태의 출력 시퀀스를 케환시켜 새로운 형태의 직교성을 가지는 출력시퀀스를 생성한다. 상기 생성된 시퀀스의 이진 상호 상관계수(Binary cross correlation)를 구하면 다음의 [수학식 5]와 같다.

**수학식 5**

$$c(\alpha, \beta) = \frac{\sum_{n=1}^N c^1_n \cdot c^2_n}{\sqrt{(\sum_{n=1}^N c^1_n{}^2)} \cdot \sqrt{(\sum_{n=1}^N c^2_n{}^2)}} = \frac{-N/2 + N/2}{N} = 0$$

<59>

<60> 상기 [수학식 5]를 참조하면, 생성된 시퀀스의 상호 상관계수 값은 0이므로 서로 직교성을 가지게 된다.

<61> 상술한 XOR 연산 방식은 잉여 비트의 길이가 1(M=1)인 잉여 비트를 설명하고 있지만, 기 설정된 잉여 비트의 길이가 하나 이상(M > 1)인 경우에도 상술한 동일한 방법으로 연산할 수 있음은 당업자에게 자명하다.

<62> 그러므로, M개의 잉여 비트는 총  $2^M$ 개의 다중시퀀스를 표현할 수 있으며 본 발명의 전송효율은 다음의 [수학식 6]과 같이 정의할 수 있다.

**수학식 6**

$$\text{전송효율}[\%] = \frac{L}{L+M} \times 100$$

- <63>
- <64> 여기서, L은 입력 시퀀스의 길이이고, M은 잉여 비트의 길이를 의미한다.
- <65> 상기 XOR 연산단계(S230)가 완료된 후, 연산된 잉여 비트의 길이가 기 설정된 잉여 비트의 길이정보와 일치하면 다음 단계(S250)로 진행되고, 일치하지 않으면 비트가 1개 추가되어 상기 S230 단계로 재환된다(S240).
- <66> 다음 단계(S250)로 진행된 상기 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스는 반보수 고속 역푸리에 연산되어 적어도 하나 이상의 다중 시퀀스와 반보수 다중 시퀀스로 출력된다(S250).
- <67> 상기 반보수 고속 역푸리에 변환단계(S250)는 다음의 도 4를 참조하여 자세히 설명한다.
- <68> 도 4는 본 발명에 따른 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스를 반보수 고속 역푸리에 연산하는 반보수 고속 역푸리에 변환 장치(400)를 보여주는 예시도이다.
- <69> 도 4를 참조하면, 적어도 하나 이상의 시퀀스를 입력받아 공통 시퀀스와 보수 시퀀스를 구분하는 입력기(410)와, 상기 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스의 공통 시퀀스를 역푸리에 연산하는 공통 연산기(420)와, 상기 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스의 보수 시퀀스를 역푸리에 연산하는 보수 연산기(430)와, 상기 연산기들(420, 430)에서 변환된 각각의 공통 시퀀스와 보수 시퀀스를 합하여 다중 시퀀스를 생성하는 믹서(440)와, 상기 연산기들(420, 430)에서 변환된 공통 시퀀스와 부호가 다른 보수 시퀀스를 합하여 반보수 다중 시퀀스를 생성하는 역부호 믹서(450), 및 적어도 하나 이상의 상기 다중 시퀀스와 상기 반보수 다중 시퀀스 중 최소 PAPR 값을 갖는 시퀀스를 선택하는 시퀀스 비교기(460)를 포함하여 구성된다.
- <70> 이와 같이 구성되는 본 발명에 따른 반보수 고속 역푸리에 변환 장치(400)의 동작을 다음의 예를 들어 설명한다.
- <71> 우선, 상기 도 3과 같은 방법으로 비트의 길이가 7인 입력 시퀀스 [1,0,1,0,1,0,1]에 '0' 또는 '1'의 잉여 비트를 삽입하여 XOR 연산하면 2가지 형태의 출력 시퀀스 [1,0,1,0,0,1,1,0], [1,0,1,0,1,0,0,1]가 생성된다.
- <72> 바람직하게 상기 출력 시퀀스는 상기 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스와 동일하다.
- <73> 여기서는 편의상 첫 번째 출력 시퀀스는  $C_1$ 이라 하고, 두 번째 출력신호는  $C_2$  라고 가정한다.
- <74> 우선, 상기  $C_1$ 이 입력기(410)는 첫 번째 출력 시퀀스  $C_1$ [1,0,1,0,0,1,1,0]을 공통 시퀀스[1,0,1,0]와 보수 시퀀스[0,1,1,0]로 구분된다.
- <75> 여기서 상기 공통 시퀀스와 보수 시퀀스에 대해 간단히 설명한다.
- <76> 상기  $C_1$ 과  $C_2$ 의 첫 번째부터 네 번째 비트까지는 [1,0,1,0]으로 서로 같은 비트패턴을 가지므로, 공통 시퀀스인 A라 칭하고, 다섯 번째부터 여덟 번째까지는 [0,1,1,0]인 비트패턴과 그에 대한 보수(Complementary) 형태인 [1,0,0,1]인 비트패턴으로 구성되므로 보수 시퀀스인 B라 칭하며, 두 시퀀스 비트의 길이는 동일하다.
- <77> 이와 같이 하나의 잉여 비트를 XOR 연산하여 생성된 두 개의 다중시퀀스들은 서로 반 보수(Half-Complementary)의 비트패턴을 가지며, 상기 다중시퀀스들은 서로 직교성을 가지게 된다.
- <78> 상기 입력기(410)에 의해 구분된 상기 A는 공통 연산기(420)에서, B는 보수 연산기(430)에서 각각 고속 역푸리에 연산이 행해지고, 믹서(440)는 상기 연산의 결과값인 A'과 B'을 합성되어  $C_1$ 의 고속 역푸리에 연산 결과를 생성하고, 역부호 믹서(450)는 상기 연산의 결과값인 A'과 부호가 다른 -B'을 합성하여  $C_2$ 의 고속 역푸리에 연산 결과를 생성된다.
- <79> 이와 같이,  $C_2$ 를 생성하기 위해 별도의 고속 역푸리에 연산과정이 생략됨을 알 수 있다.
- <80> 후술하면, 생성된 다중 시퀀스 중에서 임의로 선택한 한 시퀀스의 고속 역푸리에 변환 신호는 상기 [수학식 1]

에 정의된 바와 구할 수 있으며, 상기 정의된 신호의 반 보수의 비트패턴을 가지는 시퀀스의 고속 역푸리에 변환은 다음의 [수학식 7]과 같이 정의할 수 있다.

수학식 7

$$\overline{c(t)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \left( \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} C_n - \sum_{n=\frac{N}{2}+1}^N C_n \right) \cdot e^{j2\pi f_n t}$$

- <81>
- <82> 상기 [수학식 7]을 참조하면,  $C_n$ 은 임의로 선택된 반보수 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스이다. 따라서, 상기 임의로 선택된 시퀀스에 대해 역푸리에 변환을 하면, 반보수 형태의 나머지 시퀀스는 역푸리에 변환없이 임의로 선택된  $C_n$ 의 보수 시퀀스를 고속 역푸리에 변환한 결과치를 부호의 변경만으로 PAPR값을 구할 수 있기 때문에 계산량이 반으로 줄어든다.
- <83> 즉,  $C_n$ 에서  $n$ 이 1이면  $C_1$ 의 보수 시퀀스를 고속 역푸리에 연산한 결과값의 부호를 바꾸는 것만으로  $C_2$ 의 고속 역푸리에 연산치를 구할 수 있다.
- <84> 따라서,  $C_2$ 의 고속 역푸리에 연산치를 구하기 위한 별도의 계산이 필요없게 된다.
- <85> 다시 도 2를 참조하면, 상기 반보수 고속 역푸리에 변환단계(S250)를 통해 상기 출력된 하나 이상의 다중 시퀀스( $C_1$ )와 반보수 다중 시퀀스( $C_2$ ) 중 최적의 PAPR 값을 가지는 시퀀스를 선택하여(S260), 상기 시퀀스를 직렬형태로 변환한 OFDM 신호로 출력한다(S270).
- <86> 이렇게 출력된 최소 PAPR를 갖는 OFDM 신호는 OFDM 심벌로 전송하면, 수신단에서는 상기 수신된 OFDM 심벌을 고속 푸리에 변환한 후, 역 XOR 연산하여 데이터 시퀀스를 복조한다.
- <87> 상기 수신단에서의 동작을 도 5를 참조하여 설명한다.
- <88> 도 5는 최소 PAPR값을 갖는 송신 시퀀스를 수신한 수신단에서 OFDM 신호를 복조하는 것을 보여주는 순서도이다.
- <89> 우선, 수신과정(500)은 도 2의 과정에 의해 최소 PAPR값을 갖는 다중시퀀스를 수신한다(510).
- <90> 그 후, 상기 시퀀스를 반보수 고속 푸리에 변환(S520)을 한다.
- <91> 바람직하게, 상기 푸리에 변환(S520)은 도 2를 참조하여, 반보수 고속 역푸리에 변환단계(S250)를 역으로 행한다.
- <92> 상기 푸리에 변환(S520)에 의해 연산된 신호를 역 XOR 연산한다(S530).
- <93> 마찬가지로, 상기 역 XOR 연산 또한 도 2를 참조하여 XOR 연산단계(S230)의 역으로 실시한다.
- <94> 여기서, XOR연산된 기 설정된 잉여 비트의 길이정보가 일치하면 상기 XOR 연산된 시퀀스는 직렬변환단계(S550)를 거쳐 복조된다.
- <95> 그러나, 일치하지 아니하면, 기 설정된 잉여 비트의 길이정보와 동일하도록 잉여 비트를 하나씩 감소시켜(S540) 역 XOR연산(S530)하게 된다.
- <96> 도 6은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법 및 그 송수신 시스템을 보여주는 블록도이다.
- <97> 도 6을 참조하면, 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 송수신 시스템(600)은 입력 데이터 시퀀스를 XOR 연산하여 반보수 고속 역푸리에 변환한 후, 최대 전송효율을 갖는 다중 시퀀스를 OFDM 심벌로 송신하는 송신기(610), 및 상기 수신된 OFDM 심벌을 고속 푸리에 변환한 후, 역 XOR 연산하여 데이터 시퀀스를 복조하는 수신기(620)를 포함하여 구성된다.
- <98> 도 6과 같이 구성되는 본 발명에 또 다른 실시예에 따른 시스템(600)의 동작은 다음과 같다.
- <99> 우선, 송신기는 순차적으로 입력되는 데이터 시퀀스와 잉여 비트 수가 포함된 정보를 병렬화하고, 상기 병렬 시퀀스를 XOR 연산하며, 상기 연산된 시퀀스의 잉여 비트수를 기 설정된 잉여 비트 수와 비교하여, 틀리면 궤환시키고 맞으면 반보수 고속 역푸리에 변환기로 전달하여 적어도 하나 이상의 다중 시퀀스를 생성하여 최소 PAPR 값을 가지는 다중 시퀀스를 선택한 후, 직렬변환하여 OFDM 신호로 전송하면, 상기 수신기(620)는 수신된 다중

시퀀스를 상기 송신기(610)의 변환과정을 역으로 하여 원 시퀀스를 추출한다.

- <100> 바람직하게, 상기 XOR 연산은 상기 잉여 비트와 가장 인접한 비트와 XOR연산한 결과 비트를 상기 잉여 비트의 가장 좌측에 삽입하고, 상기 결과 비트와 잉여 비트의 다음 인접한 입력 데이터 시퀀스의 비트와 XOR 연산한 결과를 상기 잉여 비트와 상기 입력 데이터 시퀀스 길이의 합의 반이 되기 1비트 전까지 순서대로 삽입한다.
- <101> 또한, 상기 반보수 고속 역푸리에 변환은 상기 입력 데이터 시퀀스를 같은 길이의 공통 시퀀스와 보수 시퀀스로 구분하여 각각 역푸리에 변환한 후, 상기 변환된 공통 시퀀스와 보수 시퀀스를 합하여 상기 입력 데이터 시퀀스의 역푸리에 변환 시퀀스를 구하고, 상기 변환된 공통 시퀀스와 부호가 전환된 보수 시퀀스를 합하여 상기 입력 데이터 시퀀스의 반보수 입력 데이터 시퀀스의 역푸리에 변환 시퀀스를 구하는 변환인 것이 바람직하다.
- <102> 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법과 종래의 DSI 방법으로 비교하여 측정한 그래프를 보여준다.
- <103> 본 발명에 따른 다중화 방법은 L=63, M=1 일 때, PAPR 값이 저감한 경우와 DSI를 이용한 경우의 OFDM 심벌의 누적 밀도 함수(CCDF: Complementary Cumulative Density Function)의 변화를 나타낸 것이다.
- <104> 상기 도 7을 참조하면, 본 발명의 경우 동일한 코드율에서 DSI방법보다 약 3dB이상의 PAPR 저감 성능을 가진다.
- <105> 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법과 종래의 DSI 방법으로 비교하여 측정한 그래프를 보여준다.
- <106> 본 발명에 따른 다중화 방법은 L=62, M=2 일 때, 본 발명으로 PAPR 값이 저감한 경우와 DSI를 이용한 경우의 OFDM 심벌의 누적 밀도 함수(CCDF: Complementary Cumulative Density Function)의 변화를 나타낸 것이다.
- <107> 도 8을 참조하면, 본 발명의 경우 동일한 코드율에서 훨씬 더 좋은 PAPR 저감성능을 가지는 것을 확인할 수 있으며 상기 도 7과 비교해봐도 소량의 더미시퀀스 추가시에는 DSI방법의 PAPR저감효율이 PAPR 저감기법을 사용하지 않은 시스템에 비해 많이 차이나지 않는 것을 알 수 있다.
- <108> 도 9는 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법과 종래의 DSI 방법으로 비교하여 측정한 그래프를 보여준다.
- <109> 본 발명에 따른 다중화 방법은 L=63, M=1일 때, AWGN 채널에서의 본 발명과 DSI 방법의 BER 성능을 보여준다.
- <110> 도 9를 참조하면, 기존의 PAPR 저감기법을 적용하지 않는 시스템에 비해 DSI 방법은 거의 같은 BER성능을 보여준다. 또한, 동일한 코드율을 사용한 제안된 방법의 경우 DSI방법에 비해 약 0.2dB정도의 BER 성능열화가 있는 것을 확인할 수 있었으며 이 SNR 손실은 PAPR 성능 이득에 비해 아주 미비한 것을 확인할 수 있었다.
- <111> 이상과 같이 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다.
- <112> 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니 되며, 후술하는 특허청구범위뿐 아니라 이 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

**도면의 간단한 설명**

- <113> 도 1은 종래의 더미 시퀀스 삽입방법을 도시하는 예시도.
- <114> 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 송신 방법을 보여주는 순서도.
- <115> 도 3은 본 발명에 따른 다중화 방법에서 XOR 연산을 통한 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스 생성을 보여주는 예시도.
- <116> 도 4는 본 발명에 따른 고속 역푸리에 입력 데이터 시퀀스를 반보수 고속 역푸리에 연산하는 반보수 고속 역푸리에 변환 장치를 보여주는 예시도.
- <117> 도 5는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 송수신 시스템을 보여주는 블록도.
- <118> 도 6는 본 발명의 일 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 수신 방법을 보여주는 순

서도.

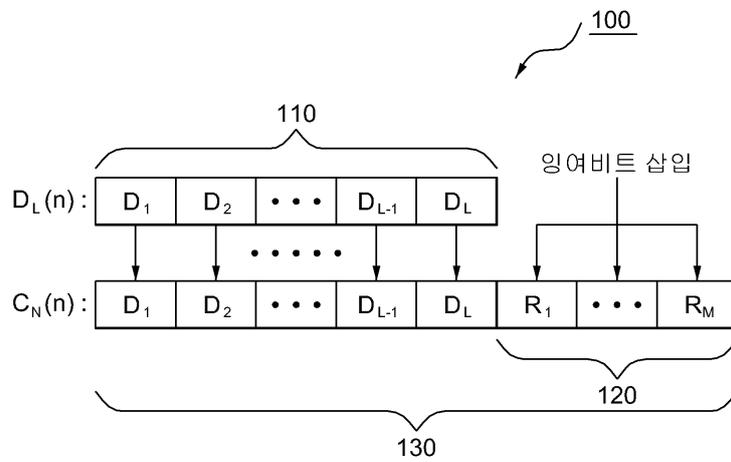
<119> 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법과 종래의 DSI 방법으로 비교하여 실측한 그래프.

<120> 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법과 종래의 DSI 방법으로 비교하여 실측한 그래프.

<121> 도 9은 본 발명의 실시예에 따른 OFDM 방식에서 PAPR의 감소를 위한 시퀀스 다중화 방법과 종래의 DSI 방법으로 비교하여 실측한 그래프.

도면

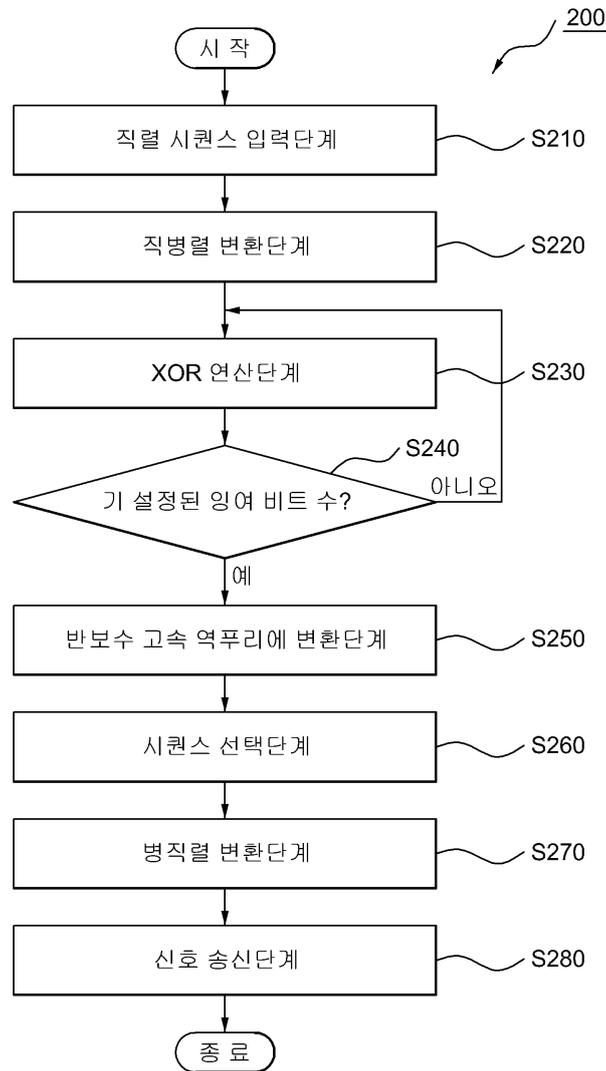
도면1



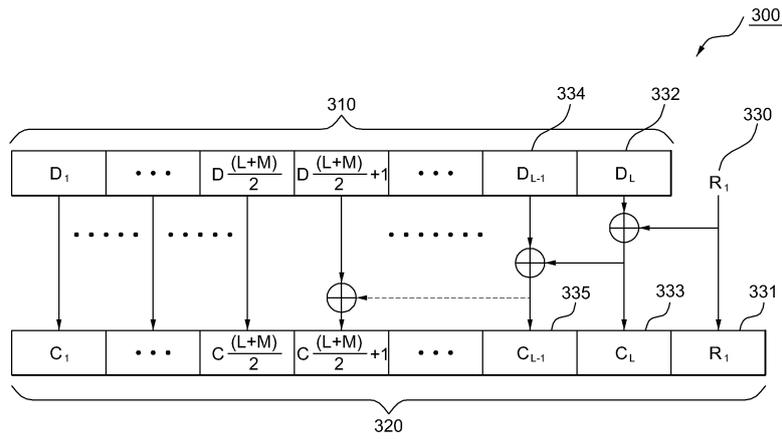
D : 데이터 비트

R : 잉여 비트

도면2

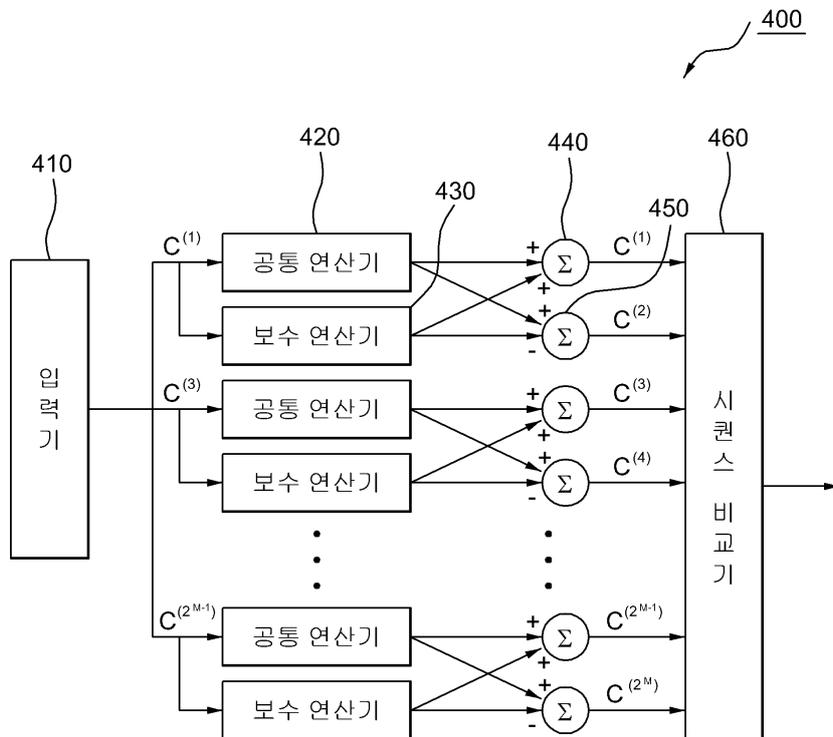


도면3

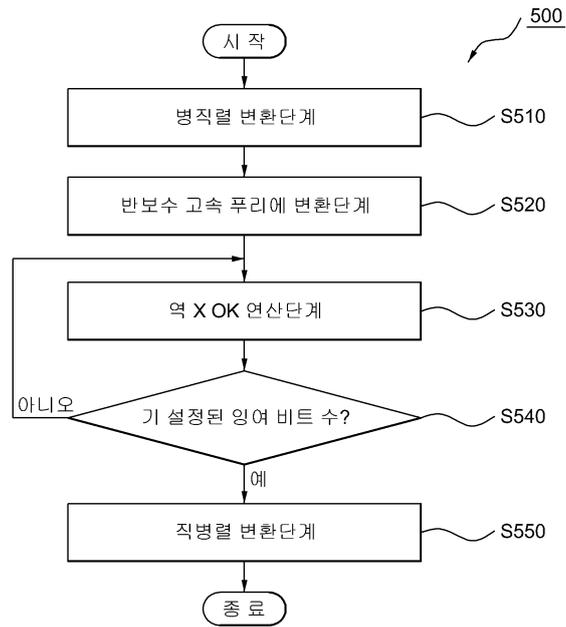


D: 입력 데이터 시퀀스 비트  
 C: 반보수 고속 역푸리에 입력 비트  
 R: 잉여 비트

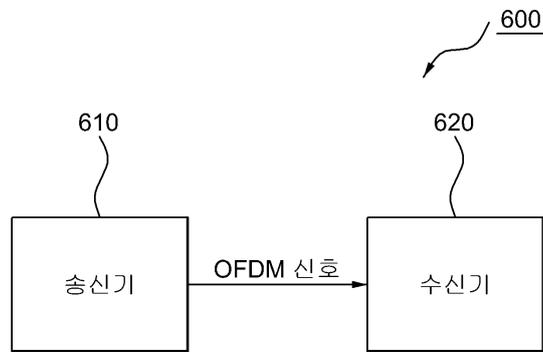
도면4



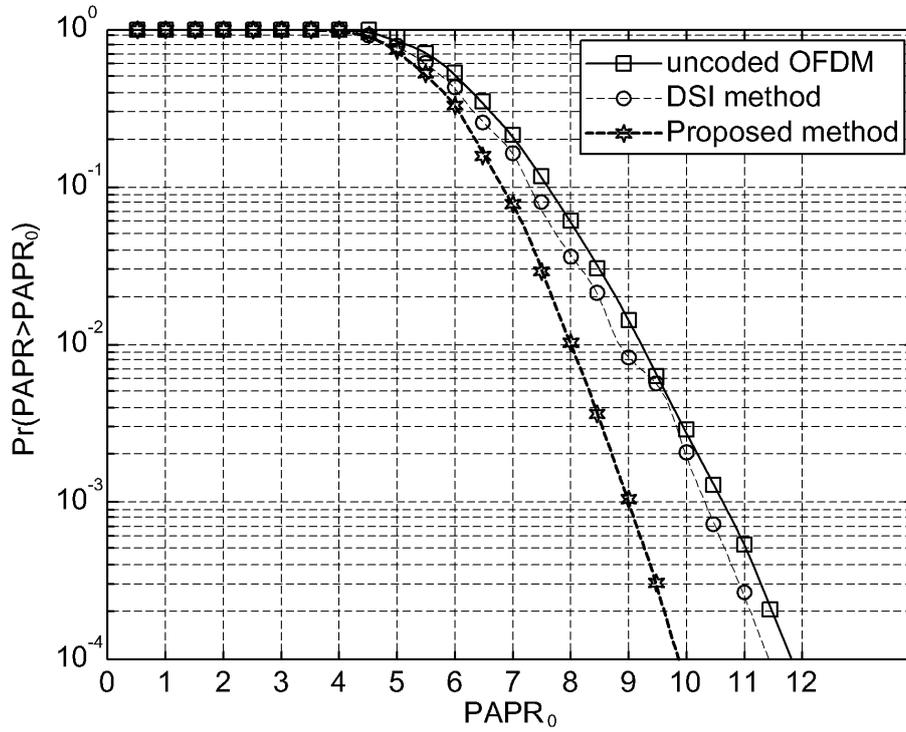
도면5



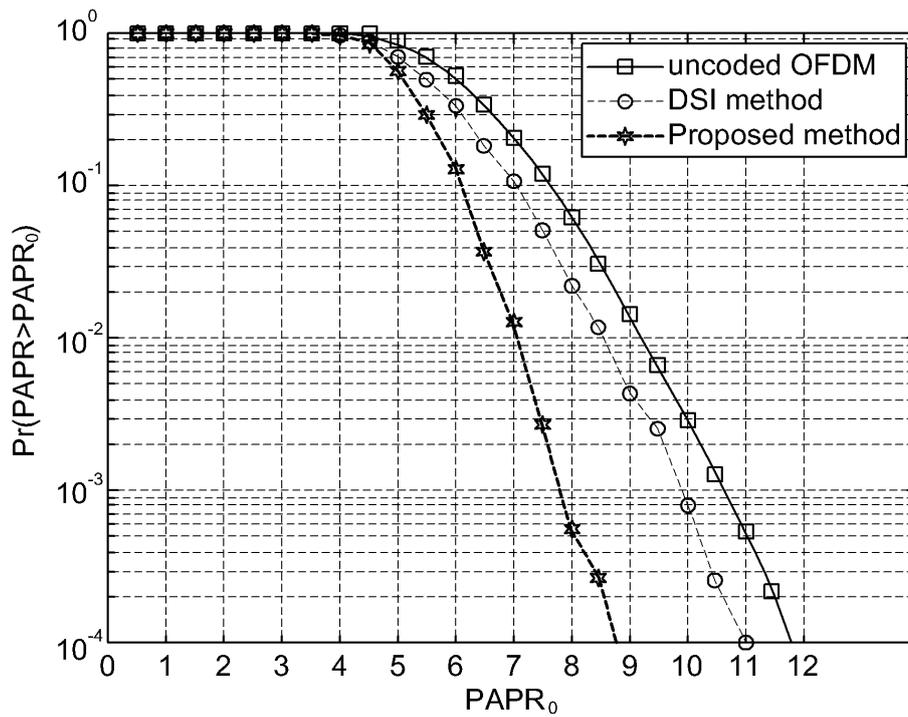
도면6



도면7



도면8



도면9

