



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0097336
(43) 공개일자 2009년09월16일

(51) Int. Cl.

H04L 27/18 (2006.01) H04L 12/413 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0022411

(22) 출원일자 2008년03월11일

심사청구일자 2008년03월11일

(71) 출원인

인하대학교 산학협력단

인천 남구 용현동 253 인하대학교

(72) 발명자

곽경섭

인천시 남구 용현동 253 하이테크관 311호

심한병

인천시 남구 용현동 253 인하대학교 하이테크관 428호

(74) 대리인

이원희

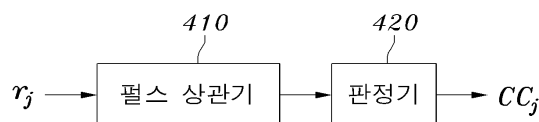
전체 청구항 수 : 총 23 항

(54) 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법 및 통신장치

(57) 요약

본 발명은 초광대역 무선 접속망에서의 다중구간 초광대역 ad-hoc 네트워크를 위하여 향상된 다중접속방식에 관한 것이다. 본원 발명은 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드를 사용하여 변조된 데이터 패킷을 복수의 신호 프레임들 통해 송신하는 단계, 각각의 시간 프레임에서, 상기 복수의 신호 프레임들 통해 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 단계, 상기 기준 신호와의 각 상관 결과들과 상기 제 2 PN 코드를 곱하여 합산하는 단계, 및 상기 합산된 결과들과 통신 회선 충돌을 검출하기 위한 임계치를 비교하여 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하는 단계를 포함한다. 제안된 방법에서는 전송되는 패킷에 착신지 노드용 2위상 PN 시퀀스를 도입한다. 송신 패킷을 가진 노드들은 전송을 실행하기 전에 이 2위상 PN 시퀀스를 검출할 것이므로 잠재적인 충돌을 방지할 수 있다.

대표도 - 도4



특허청구의 범위

청구항 1

발신지 노드에서, 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드를 사용하여 변조된 데이터 패킷을 복수의 신호 프레임을 통해 송신하는 단계;

각각의 시간 프레임에서, 상기 복수의 신호 프레임들 중 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 착신지 노드에서 상관시키는 단계;

착신지 노드에서, 상기 기준 신호와 상관된 각 상관 결과들과 상기 제 2 PN 코드를 곱하며, 그 곱셈 결과들을 합산하는 단계; 및

착신지 노드에서, 상기 합산된 결과들과 통신 회선 충돌을 검출하기 위한 임계치를 비교하여, 상기 합산된 결과들이 임계치보다 큰 경우에는 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하여 데이터 패킷의 송신을 중지하는 단계를 포함하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법.

청구항 2

청구항 1항에 있어서,

상기 제 1 PN 코드는 데이터 패킷 신호들을 복수의 시간 프레임으로 대역 확산시키는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법.

청구항 3

청구항 1항 또는 청구항 2항에 있어서,

상기 제 2 PN 코드는 변조 신호의 위상 역전을 유도하는 2진 PN 코드인 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법.

청구항 4

청구항 1항에 있어서,

상기 데이터 패킷은 임펄스 무선 신호인 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법.

청구항 5

청구항 1항에 있어서,

상기 발신지 노드의 송신 단계에서, 상기 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드는 상기 데이터 패킷과 곱해지는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법.

청구항 6

청구항 1항에 있어서,

상기 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 단계는,

상기 송신된 데이터 패킷과 상기 기준 신호를 곱하는 과정 및 상기 송신된 데이터 패킷과 상기 기준 신호의 곱셈 결과를 적분하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법.

청구항 7

청구항 1항 또는 청구항 6항에 있어서,

상기 기준 신호($v_s(t)$)는 $g(t) + g(t-\delta)$ 이며,

여기서, $g(t)$ 는 송신 펄스 파형이고, δ 는 데이터 비트 0 과 1 사이의 타이밍 편차인 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법.

청구항 8

전송 데이터 비트들을 반복적으로 코딩하는 단계;

데이터 비트들을 대역 확산하기 위해, 상기 반복적으로 코딩된 데이터 비트와 제 1 PN 코드를 곱하는 단계;

상기 제 1 PN 코드가 곱해진 데이터 비트와 제 2 PN 코드를 곱함으로써 데이터 비트들을 위상 반전시키는 단계;
및

위상 반전된 상기 데이터 비트들을 복수의 시간 프레임으로 나누어 송신하는 단계를 포함하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 방법.

청구항 9

제 1 PN 코드에 의해 대역확산되고 제 2 PN 코드에 의해 위상 반전된 데이터 비트들을 착신지 노드에서 수신하는 단계;

상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 1 기준신호를 상관하는 단계;

상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 2 기준신호를 상관하는 단계;

상기 제 1 기준신호와의 상관 결과와 상기 제 2 기준신호와의 상관 결과에 기초하여 수신된 데이터 비트를 판정하는 단계를 포함하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 방법.

청구항 10

청구항 9항에 있어서,

상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 1 기준신호를 상관하는 단계는,

상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 1 기준신호를 곱하는 과정 및 제 1 기준신호와의 곱셈 결과를 적분하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 방법.

청구항 11

청구항 9항에 있어서,

상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 2 기준신호를 상관하는 단계는,

상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 2 기준신호를 곱하는 과정 및 제 2 기준신호와의 곱셈 결과를 적분하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 방법.

청구항 12

착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드를 사용하여 변조된 데이터 패킷을 송신하는 송신기;
및

송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키며, 상관된 결과와 상기 제 2 PN 코드값을 비교하여 만일 동일한 경우에 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하는 수신기를 포함하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 13

청구항 12항에 있어서,

상기 송신기는 데이터 패킷을 복수의 시간 프레임을 통해 송신하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 14

청구항 13항에 있어서,

상기 수신기는 각각의 시간 프레임에서, 상기 복수의 시간 프레임을 통해 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키며, 상기 기준 신호와 상관된 각 상관 결과들과 상기 제 2 PN 코드를 곱하며, 그 곱셈 결과들을 합산하며, 그리고 상기 합산된 결과들과 통신 회선 충돌을 검출하기 위한 임계치를 비교하며, 상기 합산

된 결과들이 임계치보다 큰 경우에 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하여 데이터 패킷의 송신을 중지하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 15

청구항 12항 또는 청구항 13항에 있어서,

상기 송신기는 데이터 패킷의 대역 확산을 위해 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드를 발생시키는 제 1 PN 코드 발생기 및 데이터 패킷의 위상을 반전시키기 위해 상기 착신지 노드에 대해 고유한 제 2 PN 코드를 발생시키는 제 2 PN 코드 발생기를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 16

청구항 12항에 있어서,

상기 수신기는 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 상관기; 및

상관된 결과와 상기 제 2 PN 코드값이 동일한지를 비교하는 비교기를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 17

청구항 14항에 있어서,

상기 수신기는,

각각의 시간 프레임에서, 상기 복수의 신호 프레임을 통해 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 상관기;

상기 기준 신호와 상관된 각 상관 결과들과 상기 제 2 PN 코드를 곱하는 곱셈기;

그 곱셈 결과들을 합산하는 합산기; 및

상기 합산된 결과들과 통신 회선 충돌을 검출하기 위한 임계값을 비교하여, 상기 합산된 결과들이 임계치보다 큰 경우에는 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하여 데이터 패킷의 송신을 중지하는 임계치 검출기를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 18

청구항 16항 또는 청구항 17항에 있어서,

상기 상관기는 상기 송신된 데이터 패킷과 상기 기준 신호를 곱하는 곱셈기;

상기 송신된 데이터 패킷과 상기 기준 신호의 곱셈 결과를 적분하는 적분기; 및

상기 적분 결과에 기초하여 데이터 비트값을 판정하는 판정기를 포함하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 19

전송 데이터 비트를 반복적으로 부호화하는 채널 인코더;

데이터 비트를 대역 확산시키기 위해, 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드를 발생시키는 제 1 PN 코드 발생기;

데이터 비트를 위상 반전시키기 위해, 착신지 노드에 대해 고유한 제 2 PN 코드를 발생시키는 제 2 PN 코드 발생기;

부호화된 데이터 비트와 상기 제 1 PN 코드 및 상기 제 2 PN 코드를 곱하는 곱셈기; 및

상기 곱셈기로부터 출력된 데이터들을 시간도약 펄스위치 변조하는 변조기를 포함하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 20

수신 신호와 착신지 노드의 제 1 기준신호를 상관하는 제 1 상관기;

상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 2 기준신호를 상관하는 제 2 상관기;

상기 제 1 기준신호와의 상관 결과와 상기 제 2 기준신호와의 상관 결과에 기초하여 수신 데이터 비트를 판정하는 판정기를 포함하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 21

청구항 20항에 있어서,

상기 수신 신호는 제 1 PN 코드에 의해 대역확산되고 제 2 PN 코드에 의해 위상 반전되어 전송된 데이터 비트인 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 22

청구항 20항에 있어서,

상기 제 1 상관기는 상기 수신 신호와 상기 제 1 기준신호를 곱하는 제 1 곱셈기 및 제 1 기준신호와의 곱셈 결과를 적분하는 제 1 적분기를 포함하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

청구항 23

청구항 20항에 있어서,

상기 제 2 상관기는 상기 수신 신호와 상기 제 2 기준신호를 곱하는 제 2 곱셈기 및 제 2 기준신호와의 곱셈 결과를 적분하는 제 2 적분기를 포함하는 것을 특징으로 하는 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

- <1> 본 발명은 초광대역 무선 시스템에 관한 것으로서, 특히 시간도약 펄스위치 변조(Time Hopping Pulse Position Modulation; TH PPM) 초광대역 무선 시스템에서 송신 패킷의 잠재적인 충돌을 방지함으로써 다중접속 단말기 간의 효율적인 채널 할당을 위한 방법에 관한 것이다.

배경 기술

- <2> 최근 초광대역(Ultra-wideband; UWB) 기술은 단거리 고속통신의 잠재적 적용분야로서 학계와 산업계 모두에서 관심을 끌고 있다. 초광대역 기술은 새로운 개념이 아니며 이미 수십 년 동안 군용으로 사용되고 있다. 그렇지만, 초광대역 기술의 새로운 시대는 2002년 FCC(Federal Communications Committee)의 허가로부터 겨우 시작되었다. FCC는 실내 및 실외용 시스템에 각기 다른 출력 공간 마스크를 가진 3.1GHz ~ 10.6GHz 범위의 초광대역 시스템을 위한 방사 한계를 제정하였다. 이것은 무선통신 기술에 도입된 본 초광대역 기술이 실제로 상용 시장에 진출하는 것을 가능케 한다.
- <3> 초광대역 신호는 상대대역폭이 20% 이상이거나 점유 대역폭이 500MHz 이상인 특성을 갖고 있다. IEEE 802.15.3a를 참조하여 서로 경쟁하는 초광대역 시스템에는 2가지 종류의 경향이 있는데, 임펄스 기반 시스템과 OFDM을 기반으로 한 다중반송파 시스템이 그것이다. 임펄스 무선(Impulse Radio; IR) 초광대역 기술은 반송파 시스템에 대해 여러 가지 이점을 갖고 있다. 이것은 아주 짧은 시간(나노초)의 기저대역 펄스를 사용하여 정보를 전송하기 때문에 무 반송파 무선통신 시스템으로 분류된다. FCC가 허가하여 초광대역에 할당된 넓은 대역 때문에 송신출력은 다른 협대역 시스템에 대한 간섭을 방지하기 위해 아주 낮은 수준(할당된 대역에서 41.3dBm/MHz 이하)으로 제한된다.
- <4> FCC의 기준에 따라서, 초광대역 시스템은 일정한 주파수 대역 안에 제한된 전력 스펙트럼밀도 이내에서 고속으로 데이터를 전송해야 한다. 각 노드의 전력소모는 3가지 등급으로 분류할 수 있는데, 데이터 처리용 전력소모, 발신지에서 착신지까지의 데이터 전송용 전력소모 및 라우터로서의 전력소모이다. 따라서, IR-UWB의

MAC(매체 접근 제어) 프로토콜은 특별한 특성을 갖고 있으며, 이는 그 밖의 반송파-기반 무선 MAC 프로토콜과는 다르다.

- <5> 초광대역 무선통신은 비교적 새로 출현한 통신기술이기 때문에, PHY 계층(물리 계층)에 비하여 MAC 계층에 대한 연구가 적게 이루어지고 있다. 매체 공유, MAC 구성, 패킷 스케줄링 및 전력 제어와 같은 주요한 영역들이 검토되었다. 아주 낮은 방사 전력을 가진 이동용 초광대역 ad-hoc 네트워크를 위해 동적 채널 코딩 MAC(DCC MAC) 프로토콜의 설계가 제안되었다. 채널코딩은 시간에 따라 변화하는 전송환경을 따르기 위하여 동적으로 할당된다. 공동 스케줄링, 대칭형 전력제어 및 라우팅, 다중구간 무선 네트워크가 도입되었다.
- <6> 초광대역 다중구간 ad-hoc 무선 네트워크를 위한 상이한 접속방법이 존재하고 있으며, 종래 초광대역 통신 시스템에서의 접속방식에는, 관리 단말기가 미리 시간자원을 할당하는 시분할 다중접속(Time Division Multiple Access; TDMA)을 이용하거나 공유된 채널의 사용 여부를 판단하여 접속을 시도하는 CSMA/CA(carrier sense multiple access/collision avoidance) 방식, 시간 도약 다중접속 (Time Hopping Multiple Access; THMA), 코드 분할 다중접속(Code Division Multiple Access; CDMA) 등이 있다.
- <7> 반송파 검출 다중접속 방식은 패킷을 보낼 때 반송파를 감지하여 회선 사용 가능 여부를 판단하고 접속을 개시하거나 대기하는 다중 접속 방식이다. 근거리 무선 통신망(LAN)에서 다수의 클라이언트가 공동의 통신 회선을 사용하려고 할 때 발생하는 충돌을 해결하는 프로토콜의 하나로서, 데이터 패킷을 송신하기에 앞서 타인의 반송파가 없으면 즉시 패킷을 보내고, 반송파가 검출되면 적당한 시간만큼 기다린 다음 다시 시도한다. 이 방식은 간단하나 통신망의 부하가 많아질수록 재시도가 증가하여 효율이 급격히 열화되는 단점이 있다.
- <8> 하지만 이러한 기술들은 종래 초광대역 통신 기술의 등장 이전에도 널리 이용되던 기술들로서 물리계층 기술이 바뀌면서 물리계층 기술에 맞게 변형 또는 개선되어야 한다.
- <9> 먼저 시분할 다중접속은 관리 단말기에서 각 단말기들에게 데이터 전송 여부를 묻고, 데이터 전송을 요구하는 단말기에게 특정 직교 시간 슬롯을 할당하여 다중 접속을 허용하는 방식으로 각 단말기의 서비스 품질을 효율적으로 관리할 수 있지만, 관리 단말기가 망을 운용함에 있어서 모든 단말기를 매 순간에 관리해야 하는 복잡도가 높은 단점이 있다. 특히, 단말기의 수가 늘어나면서 그 복잡도는 급격히 증가하게 된다.
- <10> 시분할 다중접속-기반 기술과 코드 분할 다중접속-기반 기술들은 다중 사용자 간섭을 평균화(averaging) 처리할 수 있어서 간섭에 강한 이점을 갖고 있으며, 초광대역 신호의 주파수 영역 특성이 좋은 장점이 있다. 하지만, 이러한 기술들은 관리 단말기에서 각 단말기 사이의 거리가 다를 경우 상호 간섭에 있어서 “근거리-원거리(near-far)” 효과가 발생하며, 단말기의 수가 일정 수준 이상으로 증가할 경우 간섭의 양이 매우 커져 모든 단말기의 통신이 불가능해질 수 있다.
- <11> 이는 관리 단말기로 접속하는 다수 단말기의 신호가 직교하지 않아 생기는 문제점이다. 종래 다중 접속 방식들의 경우 관리 단말기의 수신 시점을 기준으로 단말기의 신호가 동기화되어 있지 않게 되므로 직교하는 코드를 사용할 수 없다.
- <12> CSMA/CA(반송파검출 다중접속/충돌 회피)의 경우 단말기가 공유된 채널을 사용함에 있어서 다른 단말기의 사용 여부를 물리적인 반송파 감지를 통하여 측정한 후 데이터 전송을 시도하며, ACK가 오지 않을 경우 또는 공유 채널을 한 개 이상의 단말이 동시에 사용하였을 경우 충돌을 선언하고 특정 시간 이후에 다시 통신을 시도하는 방식이다.
- <13> CSMA는 쟁탈-기반 MAC 프로토콜이다. 전송된 패킷을 가진 노드들은 전송하기 전에 채널을 검출하여 진행 중인 전송이 있는지 여부를 확인한다. 노드들은 특정한 시간 동안 휴지상태에 있는 채널을 검출할 경우에 송신을 진행한다. 그렇지 않으면, 진행 중인 전송이 끝날 때까지 송신을 연기한다.
- <14> 그러나, 초광대역 시스템은 저전력 스펙트럼 밀도 특성을 갖고 있기 때문에 최대 가용 전송 범위가 제한되어 있다. 뿐만 아니라, IR-UWB는 반송파를 감지함으로써 전송 환경 상태를 얻기가 어려운 무 반송파 시스템이다. 따라서, 종래의 반송파 검출방식은 초광대역 시스템에서는 잘 작동될 수 없다. 숨겨진 단말기 문제에 의한 충돌을 방지하기 위해 RTS(Request to send)/CTS(Clear to Send)가 사용되는데, 이는 송신기와 수신기 사이의 데이터 패킷 전달을 조정할 수 있다. 더욱이, RTS/CTS는 송신기와 수신기의 무선거리 이내에 있는 노드들에만 패킷송신 지속시간을 알려준다.
- <15> 이하, 종래기술의 IR-UWB 통신에서 송신기/수신기에서의 시간도약 펄스위치 변조 및 수신측에서의 신호대 잡음비에 대해 설명한다. 여기서, 시간 도약은 다중화의 개념과 유사하게 전송 시간을 프레임 단위로 분할하여 프

레이밍내에서 전송되는 시간을 PN 부호 발생기에 의하여 선택하는 방식이다. 1개의 프레임을 10개의 시간 슬롯으로 분할하여 전송 시간을 점유하게 된다. 첫 번째 프레임에서는 4번째 시간 슬롯, 두 번째 프레임에서는 8번째 시간 슬롯, 세 번째 프레임에서는 6번째 시간 슬롯, 4번째 프레임에서는 2번째 시간 슬롯을 이용하여 전송 시간을 도약하게 된다.

<16> IR-UWB는 짧은 시간(나노초)의 기저대역 펄스(임펄스)를 기반으로 정보를 전송한다. 초광대역 시스템에는 상이한 변조방식들이 있다. 이들 중에서, 펄스위치 변조(Pulse Position Modulation; PPM)는 다수의 사용자들에게 사용되는 시간도약(TH) 의사잡음(pseudo-noise; PN) 코드를 가진 초광대역 시스템에 일반적인 변조방식이다.

<17> PN 부호는 대역 확산 방식에서 대역을 직접 또는 간접으로 확산시키기 위해 사용되는 부호이다. 이는 의사 잡음 신호로서 마치 잡음과 같은 부호로서 송신측과 수신측에서 알고 있는 주기적이며 결정적인 신호로서 백색 가우시안의 성질을 갖고 있다. 의사 잡음 부호는 일종의 순회 부호로서 일정한 특성을 가진 2진 부호로서 인위적으로 발생시킨 주기를 갖는 1과 0의 부호화된 계열을 말한다.

<18> k번째 사용자의 일반적인 시간도약 펄스위치변조 전송신호는 다음과 같이 주어진다.

수학식 1

$$s^k(t) = \sum_{j=-N_s}^N g(t - jT_f - c_j^D T_c - \delta d_n^D) \quad (19)$$

<19>

<20> 여기서, $g(t)$ 는 펄스 파형이고, T_f 는 프레임 지속시간으로서 2개 펄스 사이의 정상적인 간격이며, T_c 는 칩 지속 시간이고, N_s 는 심볼당 펄스 개수이며, d_n^D 는 변조지수이다. C_j^D 는 사용자 D에 고유한 의사 무작위 코드로서, D 번째 사용자의 j번째 시간도약 부호를 나타낸다. 펄스위치 변조방식에서, 2진 디지털 통신은 펄스위치를 이동 시킴으로써 실현되는데, 정보 비트가 1이면 펄스의 위치는 비트 0에 대한 방출시간으로부터 δ 만큼 이동된다. 수신기에서는, $v(t) = g(t) - g(t - \delta)$ 의 템플릿이 생성되어 수신 신호와 상관된다. 2진수의 결정은 상관기의 출력에서 수행된다. 이러한 종류의 송수신기 방식은 무-반송파에 대한 충돌을 검출할 수 없다. 초광대역 시스템의 전력방사는 낮으며 검출되기 어렵다.

<21> 잡음 및 간섭

<22> 시스템 성능은 다수 사용자의 간섭에 의해 영향을 받는데 이것은 초광대역 네트워크에 주된 제한사항을 부과한다. 여기서, 잡음은 부가적 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise; AWGN)이라는 간단한 가설을 만들었다. 양호한 교차상관 속성으로 인해, 상이한 사용자들은 고유한 PN 도약 코드들을 할당받는다. 다른 초광대역 송신기에 의해 송신된 신호들은 원하는 신호에 대해 간섭신호로 간주된다. 또한 동시에 통신하는 N개의 초광대역 노드 쌍(pair)이 있다고 가정하며, 이에 따라 i번째 수신기의 신호대 간섭 및 잡음비(signal-to-interference and noise ratio; SINR)의 출력은 다음과 같이 주어진다.

수학식 2

$$SINR_i = \frac{P_i g_{ii}}{R_i \left[n_i + T_f \sigma^2 \sum_{j=1, j \neq i}^N P_j g_{ij} \right]} \quad i = 1, \dots, N \quad (23)$$

<23>

<24> 여기서, P_i 는 i번째 송신기가 방사하는 평균 신호전력이며, g_{ij} 는 i번째 송신기에서 j번째 수신기로의 전파손실로서 채널 특성을 의미하고, R_i 는 i번째 송신기의 비트율이며, n_i 는 평균 잡음에너지이고, T_f 는 펄스 반복 시간간격이며, σ^2 은 펄스 모양에 종속되는 연산 매개변수이고, N은 노드의 개수이다. 수신기측의 SINR이 임계값(종종 8dB로 정의됨)보다 작으면, 비트 오류율(Bit Error Rate)은 더 이상 허용될 수 없으며, 비트 오류는 네트워크에서 발생한 것으로 간주된다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <25> 상기와 같은 문제점을 해결하기 위해, 본 발명은 초광대역 무선 접속망에서의 다중구간 초광대역 ad-hoc 네트워크에서 다중 접속된 단말기간의 충돌을 제어하는 것을 목적으로 하고 있다.
- <26> 또한, 본 발명은 초광대역 통신 시스템을 위한 효과적인 무선접속 기술과 소비 전력, 효율성을 고려한 효율적인 프레임 구조를 갖도록 하는 초광대역 무선 접속 망에서의 다중접속 디지털 통신방법을 제공하는 데 있다.

과제 해결수단

- <27> 본 발명의 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법은 발신지 노드에서, 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드를 사용하여 변조된 데이터 패킷을 복수의 신호 프레임을 통해 송신하는 단계와, 각각의 시간 프레임에서, 상기 복수의 신호 프레임을 통해 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 단계와, 상기 기준 신호와의 각 상관 결과들과 상기 제 2 PN 코드를 곱하며, 그 곱셈 결과들을 합산하는 단계와, 그리고 상기 합산된 결과들과 통신 회선 충돌을 검출하기 위한 임계치를 비교하며, 상기 합산된 결과들이 임계치보다 큰 경우에 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하여 데이터 패킷 송신을 중지하는 단계를 포함한다.
- <28> 상기 제 1 PN 코드는 데이터 패킷 신호들을 복수의 시간 프레임으로 대역 확산시키며, 상기 제 2 PN 코드는 변조 신호의 위상 역전을 유도하는 2진 PN 코드인 것을 특징으로 한다. 상기 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 단계는, 상기 송신된 데이터 패킷과 상기 기준 신호를 곱하는 단계 및 상기 송신된 데이터 패킷과 상기 기준 신호의 곱셈 결과를 적분하는 단계를 포함한다.
- <29> 본 발명의 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법은 전송 데이터 비트들을 반복적으로 코딩하는 단계와, 데이터 비트들을 대역 확산하기 위해, 상기 반복적으로 코딩된 데이터 비트와 제 1 PN 코드를 곱하는 단계와, 상기 제 1 PN 코드가 곱해진 데이터 비트와 제 2 PN 코드를 곱함으로써 데이터 비트들을 위상 반전시키는 단계와, 그리고 위상 반전된 상기 데이터 비트들을 복수의 시간 프레임으로 나누어 송신하는 단계를 포함한다.
- <30> 본 발명의 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신방법은 제 1 PN 코드에 의해 대역확산되고 제 2 PN 코드에 의해 위상 반전된 데이터 비트들을 착신지 노드에서 수신하는 단계와, 상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 1 기준 신호를 상관하는 단계와, 상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 2 기준신호를 상관하는 단계와, 상기 제 1 기준신호와의 상관 결과와 상기 제 2 기준신호와의 상관 결과에 기초하여 수신된 데이터 비트를 판정하는 단계를 포함한다.
- <31> 본 발명의 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치는 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드를 사용하여 변조된 데이터 패킷을 송신하는 송신기, 및 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키며, 상관된 결과와 상기 제 2 PN 코드값이 동일한지를 비교하여 만일 동일한 경우에 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하는 수신기를 포함한다. 수신기는 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 상관기, 및 상관된 결과와 제 2 PN 코드값이 동일한지를 비교하는 비교기를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <32> 본 발명의 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치는 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드를 사용하여 변조된 데이터 패킷을 복수의 신호 프레임을 통해 송신하는 송신기, 및 각각의 시간 프레임에서, 상기 복수의 신호 프레임을 통해 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키며, 상기 기준 신호와의 각 상관 결과들과 상기 제 2 PN 코드를 곱하며, 그 곱셈 결과들을 합산하며, 그리고 상기 합산된 결과들과 통신 회선 충돌을 검출하기 위한 임계치를 비교하며, 합산된 결과들이 임계치보다 큰 경우에 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하여 데이터 패킷 송신을 중지하는 수신기를 포함하여 구성된다.
- <33> 본 발명의 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치는 전송 데이터 비트를 반복적으로 부호화하는 채널 인코더, 데이터 비트를 대역 확산시키기 위해, 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드를 발생시키는 제 1 PN 코드 발생기, 데이터 비트를 위상 반전시키기 위해, 착신지 노드에 대해 고유한 제 2 PN 코드를 발생시키는 제 2 PN 코드 발생기, 부호화된 데이터 비트와 상기 제 1 PN 코드 및 상기 제 2 PN 코드를 곱하는 곱셈기, 및 상기 곱셈기로부터 출력된 데이터들을 시간도약 펄스위치 변조하는 변조기를 포함한다.
- <34> 본 발명의 초광대역 무선통신망에서 다중접속 통신 장치는 수신 신호와 착신지 노드의 제 1 기준신호를 상관하는 제 1 상관기, 상기 수신 신호와 착신지 노드의 제 2 기준신호를 상관하는 제 2 상관기, 상기 제 1 기준신호와의 상관 결과와 상기 제 2 기준신호와의 상관 결과에 기초하여 수신 데이터 비트를 판정하는 판정기를 포함한다.

<35> 본 발명에서는 향상된 CSMA 방법을 제안하였는데, 이는 시간도약 펄스위치 변조 초광대역 시스템에 사용이 가능하다. 이 방법은 2개의 상이한 PN 시퀀스를 펄스 위치변조 방식으로 결합하며, 패킷을 송신하는 노드들은 기존 전송의 착신지 노드들을 검출할 수 있다. 충돌이 검출되면 전송은 중지되며 백오프(back-off) 시간만큼 대기한 다음 전송을 다시 검출한다.

효 과

<36> 본 발명은 초광대역 무선 접속망에서의 다중구간 초광대역 ad-hoc 네트워크를 위하여 향상된 다중접속방식에 관한 것으로서, 본 발명에 따르면 다중 경로 페이딩이 심한 초광대역 통신 채널에서 통신 채널들을 효율적으로 이용하고 다중 접속 단말기 간의 충돌을 효과적으로 제어할 수 있다.

<37> 또한, 초광대역 전송의 초저전력 특성으로 인해 종래의 CSMA 방식은 더 이상 사용되지 않는 경우에, 본 발명에 따르는 방식은 낮은 방사전력 레벨을 가지며 감지가 어려운 TH-UWB 네트워크에서 잘 작동하는 이점이 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<38> 본 발명은 초광대역 무선 접속망에서의 다중구간 초광대역 ad-hoc 네트워크를 위하여 향상된 다중접속방식을 사용하여 전송되는 패킷에 착신지 노드용 2위상 PN 시퀀스를 도입한다. 송신 패킷을 가진 노드들은 전송을 실행하기 전에 이 2위상 PN 시퀀스를 검출할 것이므로 잠재적인 충돌을 방지할 수 있다.

<39> 1. 제안된 송신기 방식

<40> 제안된 송신기에서, 2위상 2진 PN 시퀀스 B_j^D $\{-1, +1\}$ 가 각 착신지 노드(D)에 할당된다. 따라서, 송신신호는 다음과 같이 변경된다.

수학식 3

$$s^D(t) = A_D \sum_{j=-\infty}^{\infty} B_j^D g(t - jT_j - c_j^D T_c - \delta a_{jM,j}^D)$$

<41>

<42> 여기서, B_j^D 는 사용자 D에 고유한 2위상 의사 무작위 코드이며, 이 B_j^D 는 네트워크의 각 노드에 의해 인식되며, 충돌은 송신 패킷을 갖고 있는 각 노드에 의해 검출될 수 있다.

<43> 제안된 송신기 모델을 기반으로 하여, 발신지(S)가 착신지(D)와의 통신을 원할 경우에는 2가지의 고유한 PN 코드가 수신기에 할당된다. (N_s-1) 개의 블록코드 반복 부호화기인 채널 인코더(110) 이후에 송신기는 노드(D)에 할당된 정수값을 선택한다. 그러면, B_j^D 가 C_j^D 와 함께 확산되도록 선택된다. 반복 부호화는 에러 없는 통신을 위해 채널에 걸쳐 비트들을 반복하는 $(n, 1)$ 코딩 방식이다. 즉, 채널 인코더는 비트가 소스 스트림으로부터 수신되는 때에 파형 변조기에 대해 특정 비트를 N 회 반복하는 단순한 디바이스이다. 예를 들어, $(3,1)$ 반복 코드의 경우에, 신호($m=101001$)의 인코딩은 코드 $c = 111000111000000111$ 를 산출한다.

<44> 도 1은 제안된 송신기 방식의 구조를 도시하고 있다. 데이터 비트들은 채널 인코더(110)에 의해 반복적으로 인코딩된다. 이후, 데이터 비트들은 제 1 PN 시퀀스 및 제 2 PN 시퀀스와 곱해져 혼합된다. 제 1 PN 시퀀스는 PN 코드 발생기(120)에 의해 발생하는 의사잡음 신호이며, 제 2 PN 시퀀스는 2진 PN 코드 발생기(130)에 의해 발생하는 +1과 -1 값을 갖는 2진 신호이다. 데이터 비트들은 곱셈기(140)에 의해 제 1 PN 시퀀스 및 제 2 PN 시퀀스와 곱해진다. 이후에, 데이터 비트는 시간도약 변조기(150)에 의해 복수의 시간 프레임으로 변조된다.

<45> 여기에서 B_j^D 는 또 다른 의사 무작위 코드로서 이 또한 사용자 (D)에 고유하다. 여기에서 도입된 B_j^D 는 송신의 착신지 노드를 찾는 데에만 사용된다. 즉, 반송파 검출에만 사용된다는 점에 유의해야 한다. 도 2는 제안된 신호 프레임의 예를 도시하고 있으며, 여기서 B_j^D 는 2위상 PN 코드이며 변조 펄스의 위상 역전을 유도한다.

<46> 2. 제안된 수신기 방식

<47> 도 3은 제안된 초광대역 시스템의 물리적 수신기 모델을 나타낸다. 2진 PN 코드 B_j^D 가 송신된 신호에 채택되었기 때문에 수신기는 2개의 분기로 나뉘어져야 한다. 여기서 PN 시퀀스는 c_j^D 이다. 도 3은 데이터 획득 수신기의

2가지 템플릿 신호를 예시하였다. 각 신호는 수신 신호와 상관된다.

수학식 4

<48> $v_s(t) = g(t) + g(t-\delta)$

수학식 5

<49> $v(t) = g(t) - g(t-\delta)$

<50> 착신지 노드(D)가 정확한 데이터 비트 획득을 원하는 경우에, 데이터 획득 수신기는 2개의 상관기 분기의 최종 결과를 결합하여야 한다. 2개의 적분 결과가 모두 양수이거나 음수인 경우에, 정보가 비트 "0"이거나 혹은 정보가 비트 "1"이라고 판단할 수 있다.

<51> 수신 신호($r(t)$)는 제 1 분기에서 기준신호($v(t)$)와 상관된다. 즉, 곱셈기(310)는 수신 신호와 기준신호($v(t)$)를 곱하며, 기준신호와의 곱셈 결과는 제 1 적분기(330)를 통해 적분된다. 또한, 수신 신호는 제 2 분기에서 기준신호($v_s(t)$)와 상관된다. 즉, 곱셈기(320)는 수신 신호와 기준신호($v_s(t)$)를 곱하며, 이 기준신호와의 곱셈 결과는 제 1 적분기(340)를 통해 적분된다. 판정기(350)는 제 1 분기와 제 2 분기에서의 상관 결과에 기초하여, 다시 말하면, 도 3에서 제 1 적분기 및 제 2 적분기(330, 340)에 출력에 기초하여 데이터 비트를 판단한다.

<52> 3. 제안된 CSMA 방식

<53> 종래의 CSMA 개념에서는 통신채널을 사용하여 반송파 신호의 존재를 검출하였다. 전술한 바와 같이, 각 노드의 방사전력은 TH-UWB 시스템 안에서 엄격하게 제한되기 때문에 간섭신호와 잡음으로부터 반송파 신호를 구분하기가 어렵다. 따라서, 본 발명에서는 펄스위치 변조방식을 기반으로 한 시간도약 펄스위치변조 초광대역 ad-hoc MAC 프로토콜을 위한 새로운 CSMA 방식을 제안한다. 반송파 검출은 제안된 방식에서 착신지 노드에 할당된 2개의 고유한 코드의 조합을 활용한다.

<54> 발신지 노드(S)가 착신지 노드(D)로 패킷을 전송하려는 경우에, 반송파 검출은 착신지 노드(D)에 대한 PN 코드(c_j^D)와 2위상 코드에 의하여 수행된다. 제안된 모델은 각각 도 4와 도 5에서 도시된다. 검출되는 반송파 신호는 r_j 로 표시된다. 신호는 2위상 코드 B_j^D 에 의하여 역전된 위상이 될 수 있으므로, 이러한 PN 시퀀스 B_j^D 를 우선 포착하도록 상관기(410)를 사용해야 한다.

<55> 상관기(410)의 기준신호는 신호 파형 $v_s(t) = g(t) + g(t-\delta)$ 이며, 여기서 δ 는 비트 "0"과 "1" 사이의 타이밍 편차이다. 여기에서의 기준신호는 초광대역 시간도약 펄스위치변조 시스템에서의 종래의 기준신호와는 동일하지 않으며 변조에서 또 다른 2위상 PN 시퀀스를 갖고 있는 BPSK PPM 방식의 기준신호와 동일하다는 점을 유의해야 한다. 본 발명은 CSMA 방식으로서, 반송파 신호를 검출하는데 초점을 맞추고 있다. 상관 및 적분의 결과 출력이 0보다 크면, 판정기(420) 출력은 $CC_j=+1$ 이며, 그렇지 않으면 $CC_j=-1$ 이다.

<56> 곱셈기(510)에서, 각각의 CC_j 에는 착신지 노드에서 발생된 B_j^D 가 곱해지며, 합산기(520)에서 각 시간 프레임의 출력 결과들의 합이 구해지고, 이 값은 임계치 검출기(530)에서 임계값과 비교된다. 만일 합계가 임계값보다 크면 노드(D)는 통신 중으로 검출된다. 착신지 노드가 통신 중인 것으로 검출되면, 무작위 백오프 시간 이후에 발신지(S)는 착신지 노드에 검출 신호를 다시 송신한다. 만일 착신지 노드(D)가 통신 중이 아닌 것으로 검출되면, 발신지(S)는 패킷을 즉시 송신할 수 있다.

<57> 본 발명의 반송파검출 다중접속은 다음의 방식으로 충족된다.

<58> 1) 전송할 데이터가 있는 노드는 채널을 청취하여 전술한 방식으로 착신지 노드가 통신 중인지의 여부를 검출한다.

<59> 2) 착신지 노드가 통신 중으로 검출되면, 노드는 무작위 백오프 타이머를 시동한다. 백오프 타이머가 만료되면, 노드는 채널을 다시 청취하고 제 1 단계의 방식으로 검출한다.

<60> 3) 착신지 노드가 휴지 상태로 검출되면, 노드는 착신지 노드에 데이터 전송을 계속한다.

<61> 4) 개수와 위치는 전송되는 각 프레임으로 변경될 수 있다. 발신지 노드와 착신지 노드의 선택은 무작위로 선

정된다.

- <62> 또한, 반송과 검출의 성공 가능성에 영향을 미칠 수 있는 몇 가지 경우가 있다. 가장 중요한 2가지 경우는 2개의 시간도약 시퀀스의 자동 상관 특성과 2개의 진행 중인 전송 간의 상대적인 지연이다.
- <63> 도 6은 초광대역 무선통신망에서 다수의 통신 회선 간의 충돌을 방지하기 위한 통신방법을 도시하고 있다. 방법은 발신지 노드에서, 착신지 노드에 대해 고유한 제 1 PN 코드와 제 2 PN 코드를 사용하여 변조된 데이터 패킷을 복수의 신호 프레임을 통해 송신하는 단계(S610)를 수행한다. 단계(S610)에서, 데이터 패킷은 제 2 PN 코드에 의해 2개의 위상으로 변조되어 송신된다.
- <64> 단계(S610) 이후에, 초광대역 무선통신망의 수신기는 각각의 시간 프레임에서, 상기 복수의 신호 프레임을 통해 송신된 데이터 패킷과 착신지 노드의 기준 신호를 상관시키는 단계(S620)를 수행한다. 착신지 노드의 기준 신호($v_s(t)$)는 $g(t) + g(t-\delta)$ 이다.
- <65> 단계(S620)를 수행한 이후, 상기 기준 신호와의 각 상관 결과들과 상기 제 2 PN 코드를 곱하며, 그 곱셈 결과들을 합산하는 단계(S630)를 수행한다. 여기서, 제 2 PN 코드는 착신지 노드에 고유한 것으로서 수신기의 PN 코드 발생기에 발생된다.
- <66> 단계(S630)를 수행한 이후, 상기 합산된 결과들과 통신 회선 충돌을 검출하기 위한 임계치를 비교한다(S640). 상기 합산된 결과들이 임계치보다 큰 경우에 상기 착신지 노드가 통신중인 것으로 판단하고 데이터 패킷 송신을 중지한다. 발신지(S)는 백오프 시간이 경과한 이후에 착신지 노드에 검출 신호를 다시 송신한다. 그러나, 만일 합산된 결과가 임계치보다 작은 경우에는 발신지(S)는 즉시 패킷을 송신한다.
- <67> 이하, 본 발명에서 제시된 CSMA 시스템의 성능을 실험적으로 입증하기 위해서 패킷수준 시뮬레이터를 구성하였다.
- <68> 네트워크는 정적이며 각 노드는 일정한 출력을 송신한다. 노드들은 ad-hoc 네트워크에 무작위로 위치하고 있다. 노드의 개수는 80개를 넘지 않으며, 모의실험 구역의 크기는 $80[m] \times 80[m]$ 이하이다. 각 노드에 도착하는 새로운 패킷은, 평균 처리량을 평가하기 위해 포아송 과정(Poisson processes)에 따라 독립적이다. 발신지 노드에서 생성된 모든 신규 패킷에 대해, 패킷의 착신지는 이동 노드 세트로부터 무작위로 선정된다. 패킷 사이즈는 512 바이트 이하로 설정된다. 다중구간 라우팅을 결정하고 진행 중인 전송간섭을 고려하기 위하여, 본 발명에서는 직접 전송구역(Direct Transmission Region; DTR)을 정의한다. DTR은 초광대역 시스템의 물리적 특성에 의해 결정될 수 있다. DTR의 반경은 $10[m]$ 이하이다. 비트 오류율 $< 10^{-6}$ 을 보장하기 위한 SINR 임계값은 최소한 8dB이며, 수신 SINR이 임계값보다 작으면 비트 오류가 발생한다. 데이터 속도는 시나리오에 따라 100Mbps 또는 200Mbps이다. 모의실험은 부정확한 수신 프레임에 따른 재전송을 고려하지 않는다.
- <69> 실험결과는 다음과 같다.
- <70> 도 7은 상이한 규모의 40/80 노드와 100/200 Mbps 데이터 속도를 가진 ad-hoc 네트워크에 대한 제안된 CSMA 방식의 처리량을 도시하고 있다. 이 모의실험에서 DTR의 반경은 $10[m]$ 이다. 모의실험 결과는 거리가 증가함에 따라 처리량이 증가한다는 것을 나타내고 있다. 거리가 DTR 반경의 2배 이상 증가하면 처리능력은 최고 성능에 도달하는데, 이것은 거리의 증가만큼 처리 능력이 증가하지 않을 것이라는 점을 의미한다.
- <71> 도 8은 ad-hoc 네트워크에서 40/80 노드와 100/200 Mbps 데이터 속도를 가진 제안된 CSMA 방식에 대한 다양한 패킷생성 크기 대비 처리량을 도시하고 있다. 이 모의실험에서 토폴로지의 크기는 $40[m]$ 이고, DTR은 $10[m]$ 이다. 도 7을 통해 패킷 사이즈의 증가가 2종류의 데이터 속도 네트워크에 대한 처리량을 증가시킬 수 있다는 점을 알 수 있다. 뿐만 아니라, 데이터 속도의 증가는 처리량을 증가시킨다.
- <72> 도 9는 ad-hoc 네트워크에서 40/80 노드와 100/200 Mbps 데이터 속도를 가진 제안된 CSMA 방식에 대한 다양한 데이터 속도 대비 처리량을 도시하고 있다. 이 모의실험에서 토폴로지의 크기는 $80[m]$ 이고, DTR은 $10[m]$ 이다. 도 8을 통해 데이터 속도의 증가가 상이한 크기의 이동 노드에 대한 처리량을 증가시킬 수 있음을 알 수 있다. 이동 노드의 개수가 80개인 경우에, 처리량은 40개의 이동 노드 결과와 비교하여 더 감소한다.
- <73> 도 10은 ad-hoc 네트워크에서 100/200Mbps의 데이터 속도를 가진 제안된 CSMA 방식에 대한 다양한 이동 노드 개수 대비 처리량을 도시하고 있다. 이 실험에서 토폴로지의 크기는 $80[m]$ 이고, DTR은 $10[m]$ 이다.
- <74> 실험결과 종래의 CSMA 성능이 2개의 상이한 PN 시퀀스를 PPM 변조방식으로 결합하는 본 발명의 CSMA 성능에 비해, 패킷을 송신하는 노드들이 착신지 노드들을 검출하는 점에 있어서 열악하다는 것을 알 수 있다. 그리고, 테

이더 속도가 증가함에 따라 상이한 개수의 이동 노드에 대한 처리량 역시 증가한다. 이동 노드의 개수가 증가함에 따라 다른 사용자로부터의 간섭도 증가하기 때문에 처리량이 영향을 받게 되는데, 이는 처리량이 감소할 것임을 의미한다.

도면의 간단한 설명

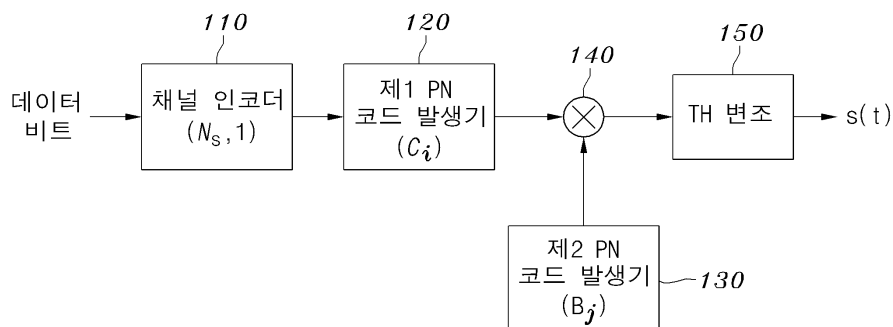
- <75> 도 1은 제안된 초광대역 송신기의 시스템 모델을 도시한 블록도,
 <76> 도 2는 제안된 시간도약 펄스위치변조 프레임을 도시한 도면,
 <77> 도 3은 제안된 초광대역 수신기의 시스템 모델을 도시한 블록도,
 <78> 도 4는 상관 조합의 시스템 모델을 도시한 블록도,
 <79> 도 5는 임계치 검출기의 시스템 모델을 도시한 블록도,
 <80> 도 6은 통신 회선의 충돌을 방지하도록 본 발명에 따라 제안된 초광대역 무선 통신망에서 다중접속 통신 방법을 제공한 흐름도,
 <81> 도 7은 상이한 규모의 40/80 노드와 100/200 Mbps 데이터 속도를 갖는 제안된 CSMA 방식과 ad-hoc 네트워크의 처리량을 도시한 그래프,
 <82> 도 8은 ad-hoc 네트워크에서 40/80 노드와 100/200 Mbps 데이터 속도를 갖는 제안된 CSMA 방식에 대한 다양한 패킷생성 크기 대비 처리량, 및 실험에 따른 네트워크 규모 대비 처리량을 도시한 그래프,
 <83> 도 9는 ad-hoc 네트워크에서 40/80 노드와 100/200 Mbps 데이터 속도를 가진 제안된 CSMA 방식에 대한 다양한 데이터 속도 대비 처리량을 도시한 그래프,
 <84> 도 10은 ad-hoc 네트워크에서 100/200Mbps의 데이터 속도를 가진 제안된 CSMA 방식에 대한 다양한 이동 노드 개수 대비 처리량을 도시한 그래프.

<85> <도면의 주요부호에 대한 설명>

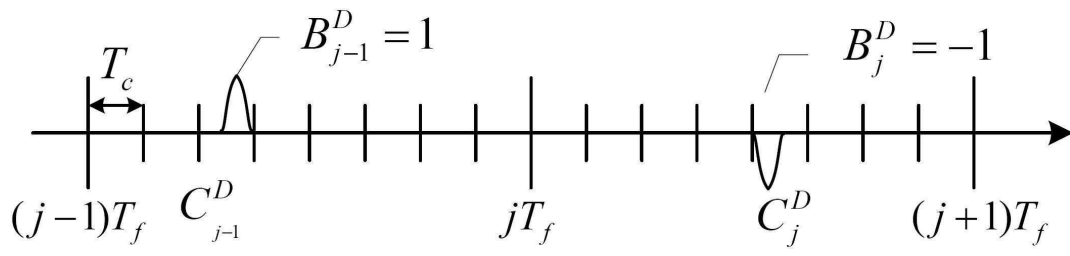
<86> 110: 채널 인코더	120: 제 1 PN 코드 발생기
<87> 130: 제 2 PN 코드 발생기	140: 곱셈기
<88> 310: 제 1 기준신호	320: 제 2 기준신호
<89> 330: 적분기	350: 판정기
<90> 410: 상관기	510: 곱셈기
<91> 520: 합산기	530: 임계치 검출기

도면

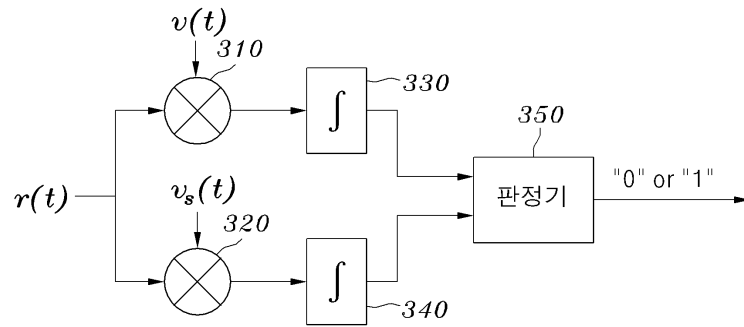
도면1



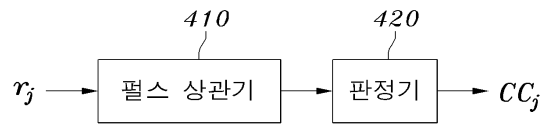
도면2



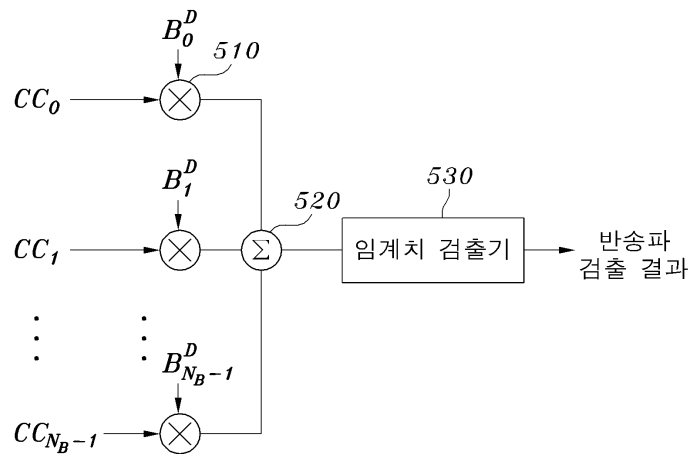
도면3



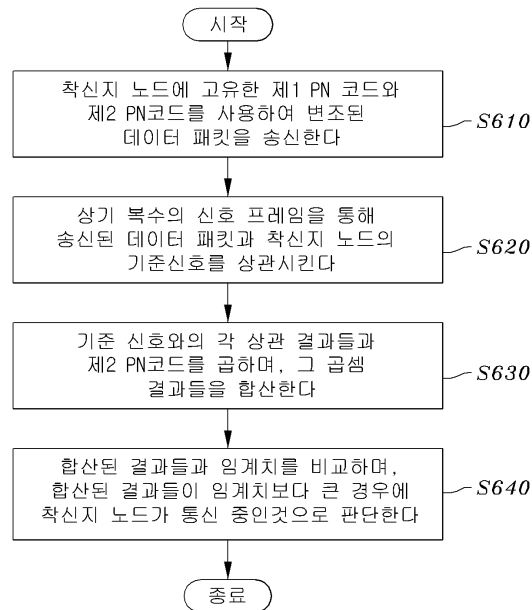
도면4



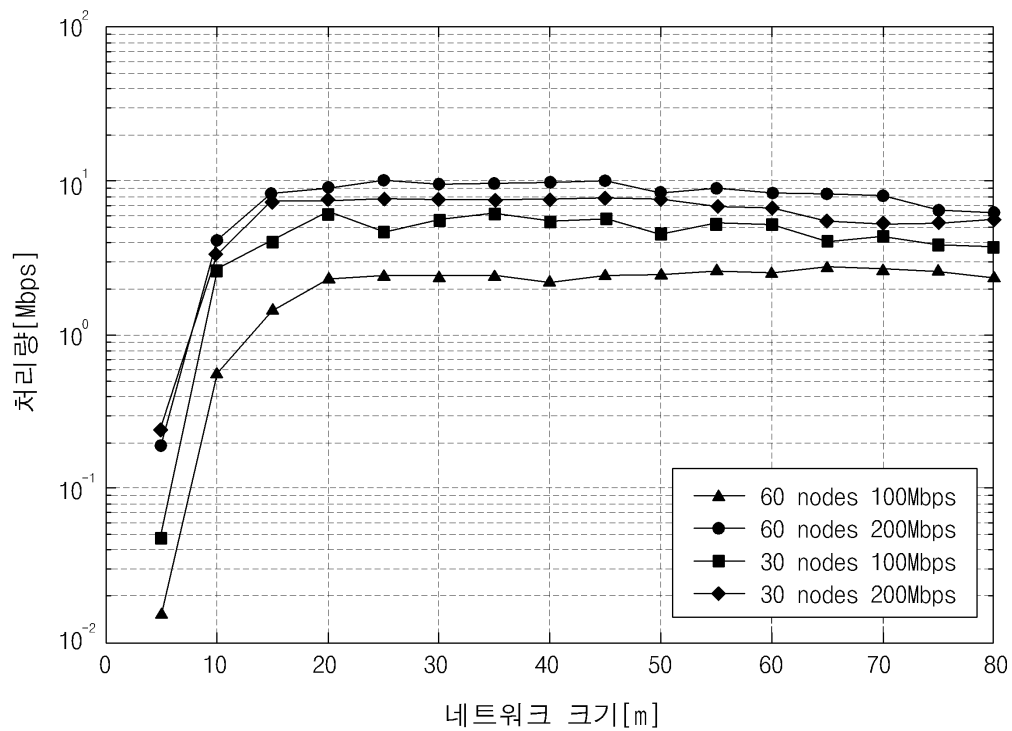
도면5



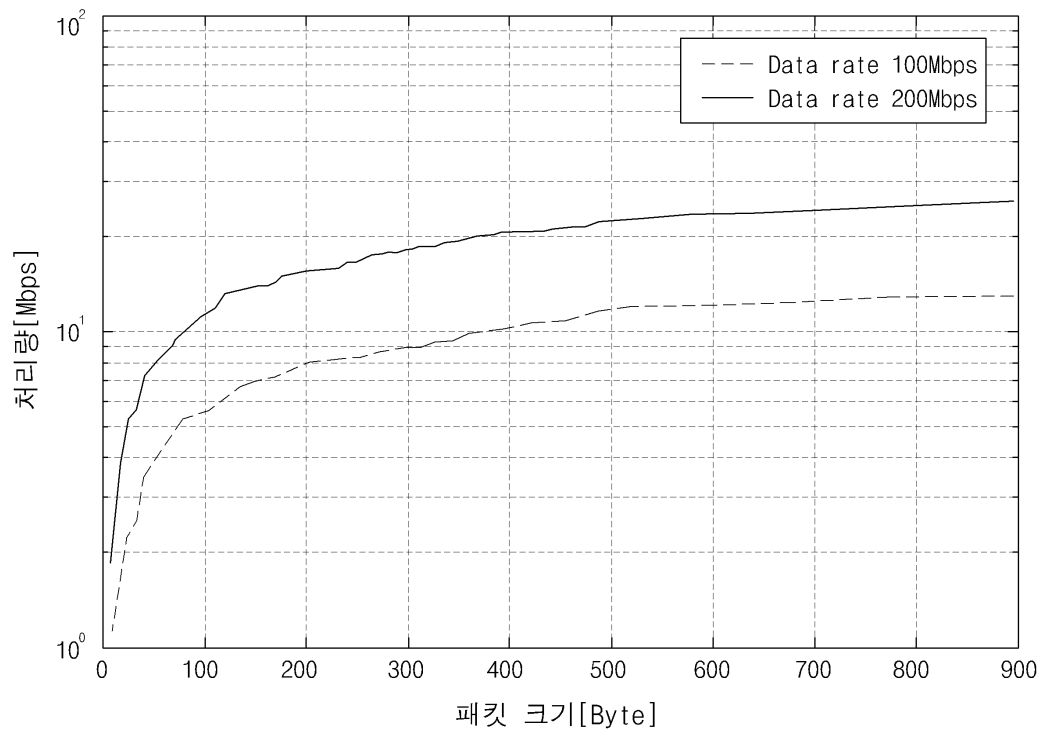
도면6



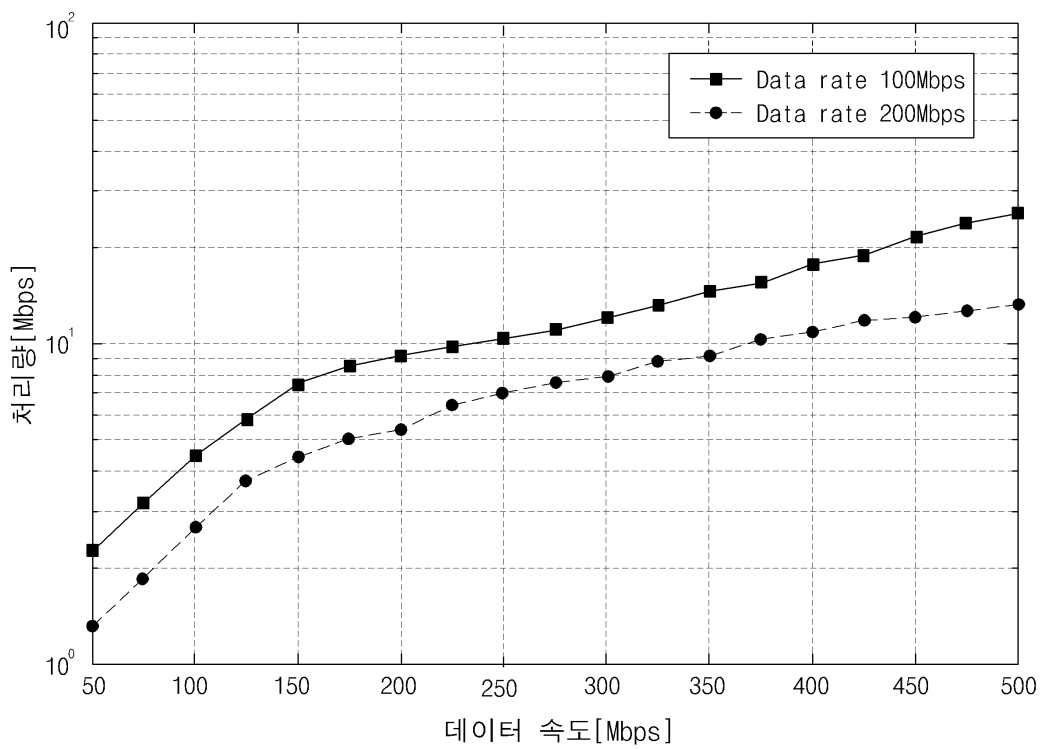
도면7



도면8



도면9



도면10

