



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년06월28일
(11) 등록번호 10-1280049
(24) 등록일자 2013년06월24일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 10/25 (2013.01) *H04B 10/50* (2013.01)
H04B 10/60 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2008-7011274

(22) 출원일자(국제) 2006년10월12일
심사청구일자 2011년09월16일

(85) 번역문제출일자 2008년05월09일

(65) 공개번호 10-2008-0070651

(43) 공개일자 2008년07월30일

(86) 국제출원번호 PCT/AU2006/001511

(87) 국제공개번호 WO 2007/041799
국제공개일자 2007년04월19일

(30) 우선권주장
2005905688 2005년10월12일 오스트레일리아(AU)

(56) 선행기술조사문헌
US06661976 B1*
US20050175112 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
오피디엠 피티와이 엘티디.
오스트레일리아 3000 멜버른 빅토리아 버크 스트리트 255 레벨 9

(72) 발명자
로워리 아서
오스트레일리아 빅토리아 3101 큐 더비 스트리트 136
암스트롱 진

(74) 대리인
박장원

전체 청구항 수 : 총 15 항

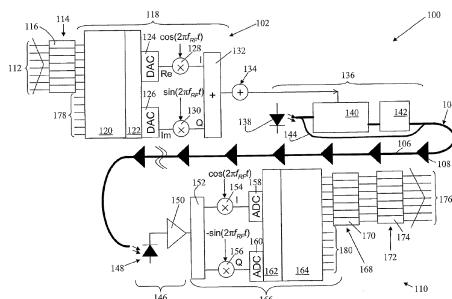
심사관 : 이진익

(54) 발명의 명칭 디지털 신호들의 광 전송을 위한 방법 및 장치

(57) 요약

디지털 정보를 전송하는 시스템(100)이 제공되는 바, 상기 시스템은 디지털 정보를 포함하고 있는 광 신호를 생성하는 송신장치(102), 분산형 광 채널(104) 및 광 신호를 수신하는 수신장치(110)를 포함한다. 분산형 광 채널(104)은 상기 송신장치(102)로부터 상기 수신장치(110)로 상기 광 신호를 전송하도록 배치된다. 상기 송신 장치는, 디지털 정보를 일련의 블록들로 인코딩하도록 구성된 인코더(114)를 포함하며, 상기 각각의 블록은 상기 디지털 정보의 하나 이상의 비트들에 대응하는 다수의 데이터 심볼들을 포함한다. 신호 생성기(118)는, 상기 블록들 각각에 대응하는 시간-가변 신호를 생성한다. 광 송신기(136)는, 광 주파수 도메인에서 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보 포함 광 측파대를 포함하고 있는 광 신호를 생성하기 위하여, 상기 시간-가변 신호를 광 소스(138)에 적용하도록 구성되며, 상기 광 측파대는 상기 시간-가변 신호에 대응한다. 수신장치(110)는, 대응하는 수신 시간-가변 전기신호를 생성하기 위하여 상기 광 신호를 검출하도록 구성된 광 검출기(146)를 포함한다. 또한, 상기 수신장치(110)는, 시간-가변 전기신호로부터 일련의 수신 데이터 블록들을 생성하는 수단을 더 포함한다. 등화기(148)는, 수신 데이터 블록들 각각에 포함된 수신 데이터 심볼들에 대한 등화를 수행하는 바, 이는 광 채널의 분산의 효과를 완화하고, 이에 의해 상기 송신된 데이터 심볼들이 복원되도록 하기 위함이다.

대 표 도



특허청구의 범위

청구항 1

단일-모드 광 섬유의 하나 이상의 스팬들을 포함하는 광 채널을 통하여 디지털 정보를 통신하는 방법으로서,

동위상(in-phase) 신호 성분과 직교위상(quadrature) 신호 성분을 포함하는 대응하는 전기적인 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 신호를 생성하도록 입력 디지털 정보 비트들을 프로세싱하는 단계 -상기 정보 비트들은 상기 OFDM 신호의 주파수 성분들에 대응되는 복수의 데이터 심볼들로 인코딩되며- 와;

대응하는 광 OFDM 신호를 생성하도록 상기 동위상 신호 성분과 직교위상 신호 성분으로 광 소스를 변조하는 단계와;

상기 광 OFDM 신호를 상기 광 채널을 통하여 전송하는 단계와;

대응하는 수신된 동위상 신호 성분과 직교위상 신호 성분을 생성하도록 상기 광 OFDM 신호를 검출하는 단계와;

상기 전기적인 OFDM 신호의 주파수 성분들을 복원하도록 상기 수신된 동위상 신호 성분과 직교위상 신호 성분을 프로세싱하는 단계와; 그리고

전송된 데이터 심볼들과 인코딩된 정보 비트들을 복원하기 위해서, 경험된 분산에 대응하는 주파수-의존형 위상 조절(frequency-dependent phase adjustment)을 적용함에 의해서 상기 각각의 주파수 성분을 등화시키는 단계를 포함하며,

상기 분산은 상기 광 채널의 색 분산과 편광 모드 분산(PMD) 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 통신하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

입력 디지털 정보를 프로세싱하는 상기 단계는,

기결정된 변조 포맷에 따라 상기 정보 비트들을 상기 복수의 데이터 심볼들에 매핑하는 단계와; 그리고

전기적인 동위상 및 직교위상 OFDM 신호 성분들을 생성하도록 상기 데이터 심볼들에 주파수/시간 변환을 적용하는 단계

를 수행함에 의해서 상기 전기적인 OFDM 신호를 생성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 통신하는 방법.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 기결정된 변조 포맷은 온-오프 변조(OOK), 진폭 천이 변조(ASK), 직교 진폭 변조(QAM), 위상 천이 변조(PSK), 및 주파수 천이 변조(FSK)로 구성된 그룹으로부터 선택되는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 통신하는 방법.

청구항 4

제2항에 있어서,

보호 시간(guard time) 및 싸이클릭 프리픽스(cyclic prefix) 중 적어도 하나를 상기 동위상 및 직교위상 신호 성분들에 부가하는 단계

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 통신하는 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

광 소스를 변조하는 상기 단계는, 상기 광 OFDM 신호가 광 캐리어 성분을 포함하도록 수행되는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 통신하는 방법.

청구항 6

제5항에 있어서,

광 소스를 변조하는 상기 단계는, 상기 광 OFDM 신호가 실질적으로 오직 하나의 광 측파대만을 포함하도록 수행되는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 통신하는 방법.

청구항 7

단일-모드 광 섬유의 하나 이상의 스팬들을 포함하는 광 채널을 통하여 디지털 정보를 수신하는 방법으로서, 전기적인 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 신호의 동위상 및 직교위상 신호 성분들로 광 소스를 변조함에 의해서 생성되는 광 OFDM 신호 내에서 상기 디지털 정보가 전송되며, 상기 전기적인 OFDM 신호는 전기적인 OFDM 신호의 주파수 성분들에 대응되는 복수의 데이터 심볼들로 인코딩된 디지털 정보 비트들을 가지며, 상기 방법은,

대응하는 수신된 동위상 신호 성분과 직교위상 신호 성분을 생성하도록 상기 광 OFDM 신호를 검출하는 단계와;

상기 전기적인 OFDM 신호의 주파수 성분들을 복원하도록 상기 수신된 동위상 신호 성분과 직교위상 신호 성분을 프로세싱하는 단계와; 그리고

전송된 데이터 심볼들과 인코딩된 정보 비트들을 복원하기 위해서, 경험된 분산에 대응하는 주파수-의존형 위상 조절을 적용함에 의해서 상기 각각의 주파수 성분을 등화시키는 단계

를 포함하며,

상기 분산은 상기 광 채널의 색 분산과 편광 모드 분산(PMD) 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 방법.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 수신된 동위상 및 직교위상 신호 성분들을 프로세싱하는 단계는,

상기 수신된 동위상 및 직교위상 신호 성분들에 시간/주파수 변환을 적용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 방법.

청구항 9

제7항에 있어서,

상기 등화시키는 단계는,

상기 하나 이상의 복원된 주파수 성분들에 대해서 진폭 조절을 적용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 방법.

청구항 10

제7항에 있어서,

상기 등화된 데이터 심볼들을 기결정된 변조 포맷에 따라 디-매핑(de-mapping)하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 방법.

청구항 11

제10항에 있어서,

상기 기결정된 변조 포맷은 OOK, ASK, QAM, PSK, 및 FSK로 구성된 그룹으로부터 선택되는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 방법.

청구항 12

단일-모드 광 섬유의 하나 이상의 스팬들을 포함하는 광 채널을 통하여 디지털 정보를 수신하는 장치로서, 전기적인 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 신호의 동위상 및 직교위상 신호 성분들로 광 소스를 변조함에 의해서 생성되는 광 OFDM 신호 내에서 상기 디지털 정보가 전송되며, 상기 전기적인 OFDM 신호는 전기적인 OFDM 신호의 주파수 성분들에 대응되는 복수의 데이터 심볼들로 인코딩된 디지털 정보 비트들을 가지며, 상기 장치는,

대응하는 수신된 동위상 신호 성분과 직교위상 신호 성분을 생성하도록 상기 광 OFDM 신호를 검출하는 광 수신기와; 그리고

상기 전기적인 OFDM 신호의 주파수 성분들을 복원하도록 상기 수신된 동위상 신호 성분과 직교위상 신호 성분을 프로세싱하는 전자 프로세서

를 포함하며,

상기 전자 프로세서는 또한, 전송된 데이터 심볼들과 인코딩된 정보 비트들을 복원하기 위해서, 경험된 분산에 대응하는 주파수-의존형 위상 조절을 적용함에 의해서 상기 각각의 주파수 성분을 등화시키며,

상기 분산은 상기 광 채널의 색 분산과 편광 모드 분산(PMD) 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 장치.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 광 수신기는 수신된 신호의 동위상 및 직교위상 성분들을 복원하는 복조기(demodulator)를 포함하며, 그리고

상기 전자 프로세서는 복원된 동위상 및 직교위상 신호 성분들에 대응하는 디지털 샘플들의 시퀀스들을 생성하는 아날로그-디지털 변환기들(ADCs)을 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 장치.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 전자 프로세서는,

상기 OFDM 신호의 주파수 성분들에 대응하는 복수의 주파수 도메인 값들을 계산하도록 된 시간/주파수 변환기와; 그리고

전송된 OFDM 신호의 대응 주파수 성분이 경험한 분산에 대응하는 주파수-의존형 위상 조절을 각각의 주파수 도메인 값에 적용함에 의해서, 상기 각각의 주파수 성분을 등화시키도록 된 등화기 뱅크(equaliser bank)

를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 수신하는 장치.

청구항 15

디지털 정보를 전송하는 시스템으로서,

전기적인 OFDM 신호의 주파수 성분들에 대응되는 복수의 데이터 심볼들로 인코딩된 디지털 정보 비트들을 갖는 전기적인 OFDM 신호의 동위상 및 직교위상 신호 성분들로 광 소스를 변조함으로써 광 신호를 생성하도록 된 전송기와;

제12항에 따른 수신 장치와; 그리고

상기 전송기로부터 상기 수신 장치로 상기 광 신호를 전달하도록 배치된 분산형(dispersive) 광 채널을 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 정보를 전송하는 시스템.

청구항 16

삭제

청구항 17

삭제

청구항 18

삭제

청구항 19

삭제

청구항 20

삭제

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

청구항 24

삭제

청구항 25

삭제

청구항 26

삭제

청구항 27

삭제

청구항 28

삭제

청구항 29

삭제

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

삭제

청구항 33

삭제

청구항 34

삭제

청구항 35

삭제

청구항 36

삭제

청구항 37

삭제

청구항 38

삭제

청구항 39

삭제

청구항 40

삭제

청구항 41

삭제

청구항 42

삭제

청구항 43

삭제

청구항 44

삭제

청구항 45

삭제

청구항 46

삭제

명세서

기술분야

[0001] 일반적으로, 본 발명은 광 통신에 관한 것으로, 좀더 상세하게는 광 채널들 특히, 높은 레벨의 전체 색 분산 (total chromatic dispersion)을 나타내는 광섬유(optical fiber)를 통한 장거리 전송을 위해서 광 신호들을 생성하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002]

광 전송은 현대 통신 시스템에 광범위하게 적용되고 있는바, 광 전송에서는 신호 정보가 광 캐리어(optical carrier) 상에 변조된다. 특히, 광역 통신 네트워크(wide area communication network)는, 매우 높은 비트율의 디지털 정보를 전송하기 위해서 단일 모드 광섬유들을 이용하는 장거리(long-haul) 전송 링크를 채용하는바, 이는 각각의 광섬유에 대해서 하나 이상의 광 캐리어들(또는 파장들)을 이용한다. 소정 형태의 재생(regeneration)이 요구되기 이전에 단일-모드 광섬유들에서 데이터가 전송될 수 있는 거리는, 광 감쇠(optical attenuation) 및 펄스 분산(pulse dispersion)에 의해 제한된다. 실용적인 광 중폭기의 출현은, 특히 1550nm 파장 부근의 제 3 광통신 윈도우(the third optical communication window)에서 동작하는 시스템들에서 손실에 관한 제약(loss limitation)을 실질적으로 해소하여 왔는바, 상기 시스템들에는 에르븀(erbium)이 첨가된 광 중폭기들이 적용가능하다. 하지만, 펄스 확장(pulse broadening)을 야기하는 색 분산 및 편광 모드 분산(polarization mode dispersion : 이하, 'PMD'라고도 함)을 포함하는 분산 프로세스들은, 이러한 시스템들에서 중요한 왜곡 요인으로 남아있으며 만일, 이것이 적절히 관리되거나 보상되지 않는다면, 이는 광 전송 도달 범위(reach of optical transmission span)를 심각하게 제한할 수 있다.

[0003]

광 데이터 채널들의 비트율이 증가함에 따라 색 분산으로 인한 문제점들도 많아진다. 다른 한편으로 이는, 상기 비트율의 증가로 인해 전송 채널의 스펙트럼 폭이 증가하며 따라서, 색 분산의 결과로서 펄스 확장(pulse broadening)이 증가되기 때문이다. 다른 한편으로, 비트율의 증가는 또한, 비트 기간(bit period)(즉, 연속적인 비트들간의 시간 간격)의 감소를 야기한다. 특히, 주파수 분할 다중화 디지털 전송 시스템에서, 전송 주파수 인근에서 낮은 분산값 또는 제로 분산값을 갖는 광섬유를 사용하여 펄스 확장(pulse broadening)을 감소시키고자 하는 것은 실용적이지 못한데, 이는 낮은 1차 분산값(a low first order dispersion value)이 비선형 프로세스들로 인해 증가된 왜곡과 관련되기 때문이다.

[0004]

또한, PMD의 효과는, 높은 데이터 속도에서 더욱 증가하는데, 이는 감소된 비트 기간때문이며, 특히, 고차(higher order) PMD 프로세스들이 고려되는 경우에는 어느 정도까지는 스펙트럼 확장으로 인한 것이다.

[0005]

따라서, 광섬유 전송 범위(optical fibre transmission spans) 내에서 분산의 효과를 보상할 수 있는 방법 및 장치들은, 대용량(high capacity) 광 전송 시스템에서 점점 더 중요해지고 있다.

[0006]

색 분산의 효과를 보상하는 공지된 방법들은 다음과 같은 것들을 포함하는바, 전송 레이저의 프리-처핑(pre-chirping), 데이터 채널들의 미드 스팬 광 위상 컨쥬게이션(mid-span optical phase conjugation of data channels), 광섬유 전송 스팬의 분산특성과는 반대되는 분산특성을 갖는 처핑된 광섬유 브래그 격자(chirped-fibre Bragg grating)의 사용, 및 고분산형 분산 보상 광섬유(highly dispersive dispersion compensating fibre)의 사용을 포함한다.

[0007]

하지만, 이들 방법들에는 단점이 없는 것은 아니다. 특히, 이들 방법들 모두는, 광 도메인(optical domain) 내에서 실질적으로 작용하며, 고정된 양의 분산 보상을 제공하는 구성요소들을 사용하는 것이 전형적이다. 따라서, 이들 구성요소들은, 이들 구성요소들이 설치되는 소정의 전송 스팬들의 특성들과 매칭되게 설계 및/또는 구성되어야만 하며, 또한 이들 구성요소들은, 가변하는 전체 색분산을 나타내는 서로 다른 전송 스팬들 또는 시스템들에서의 사용에, 용이하면서도 다이내믹하게 적용되지 못한다.

[0008]

다른 한편으로, 아날로그 및/또는 디지털 시스템을 포함하여, 소프트웨어 구성요소를 포함할 수도 있으며, 변화하는 요구사항들에 매우 잘 적응할 수 있는 전자 시스템을 설계 및 구성하는 것이 상대적으로 간단한 방법이다. 특히, 적응형(adaptive) 전자기기들은, 유선 및 무선 시스템을 포함하는 무선 주파수(radio frequency) 통신 시스템에서 광범위하게 적용되어 왔는바, 이는 채널 특성을 다이내믹하게 보상하거나 또는 등화(equalize)할 수 있다. 따라서, 광 전송 스팬에서 분산의 효과를 완화시키기 위해서 이용될 수 있는, 좀더 정교한 전자적 프로세싱을 가능케하는 방법들 및 장치들을 개발하는데에 많은 관심이 근래에 집중되고 있다. 예를 들면, 설치된 광학 설비들을 대체하거나 또는 증가시키지 않고도, 전송 링크들을 업그레이드하기 위해서, 전자적인 분산 보상(electronic dispersion compensation)이 사용될 수도 있다. 더 나아가, 전자적 분산 보상기(compensator)는, 가령, 완전 광 스위칭 및 전송 기술들(all optical switching and transmission technology)을 적용하는 시스템들에서 발생할 수도 있는, 전체 분산의 다이내믹 변화에 대해 적응적으로 응답하도록 설계될 수 있다.

[0009]

전자적인 분산 보상을 광 전송 시스템 내에서 구현하는데 있어 상당한 걸림돌이 되는 것은, 대부분의 고-대역폭(high-bandwidth) 광 시스템들이, 수신기에서의 직접 검출(direct detection)과 아울러 송신기(transmitter)에서 세기 변조(intensity modulation)를 채택하고 있다는 점이다. 세기 변조는, 중심 광 캐리어 주파수 인근에

위치하는 2개의 주파수 측파대들(sidebands)을 갖는 광 신호를 야기하며, 이러한 광 신호에 대한 직접 검출(direct detection)은 광 위상 정보의 손실을 야기하는데, 일반적으로 분산의 효과(특히, 색 분산의 효과)를 보상하기 위해서는 이러한 광 위상 정보를 필요로 한다. 따라서, 전자적인 분산 보상을 수신단(receiving end)에서 수행하는 방법들이 제안되어 왔는바, 이는 세기 변조로부터 기인하는 통상적인 이중-측파대(double-sideband) 주파수 스펙트럼을 갖지 않는 신호들의 전송을 수반한다. 특히, 광학 단일 측파대(optical single sideband : OSSB) 또는 잔류 측파대(vestigial sideband : VSB)를 이용하는 전자적인 분산 보상 방법이 제안되어 왔는데, 여기서 광 위상 정보는, 광 수신기측에서 전기적 위상 정보로 직접 변형된다(translate). 또한, 송신된(transmitted) 단일 광 측파대 내에서 다수의 RF 서브-캐리어들이 멀티플렉싱되는 신호들을 생성하는 방법이 제안되었다. 이러한 서브-캐리어들 각각은, 전송된 광 신호의 전체 대역폭에 비해 상당히 좁은 대역폭들을 가질 수도 있기 때문에, 분산에 대한 내성(tolerance)이 증가될 수 있다.

[0010] 하지만, OSSB 전송의 사용 및/또는 RF 서브-캐리어 멀티플렉싱에 기초하는, 앞서 제안된 전자적인 분산 보상 기술들은, 여전히 많은 단점들을 갖고 있다. 먼저, RF 필터들, 믹서 등등을 포함하는 RF 부품들의 품질 및 가격은, 적용될 수도 있는 RF 서브-캐리어들의 갯수를 제한하며, 서브-캐리어 멀티플렉싱의 스펙트럼 효율을 제한한다. 더 나아가, RF 서브-캐리어들이 독립적으로 디멀티플렉싱 및 보상(또는 등화)되어야만 하는 수신기측에도 이와 유사한 제한들 및/또는 가격들이 적용된다. 또한, 지금까지 제안된 시스템들은, 상대적으로 저조한 광 파워 효율을 나타내었다.

[0011] 따라서, 공지된 방법들 및 시스템들의 전술한 단점을 완화시키면서도, 효과적인 분산 보상이 전자 도메인(electronic domain)에서 수행되도록 하는 광 신호들의 생성 및 전송을 위한 개선된 방법 및 장치들에 대한 끊임없는 요구가 존재한다.

발명의 상세한 설명

[0012] 본 발명의 일 태양에서, 본 발명은 분산형 광 채널 상에서 디지털 정보를 통신하는 방법을 제공하는바, 상기 방법은, 상기 디지털 정보를 일련의 블록들로 인코딩하는 단계, 상기 블록들 각각은, 상기 디지털 정보의 하나 이상의 비트들에 대응하는 다수의 송신 데이터 심볼들을 포함하며; 상기 블록들 각각에 대응하는, 송신 시간-가변 신호를 생성하는 단계; 광 주파수 도메인에서 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보 포함 광 측파대를 포함하고 있는 송신 광 신호를 생성하기 위하여, 상기 송신 시간-가변 신호를 광 소스에 적용하는 단계, 상기 광 측파대는 상기 송신 시간-가변 신호에 대응하며; 상기 광 신호를 상기 광 채널 상에서 전송하는 단계; 대응하는 수신 시간-가변 전기신호를 생성하기 위하여 상기 광 신호를 검출하는 단계; 상기 수신 시간-가변 전기신호로부터 일련의 수신 데이터 블록들을 생성하는 단계; 및 상기 광 채널의 분산의 효과를 완화하며 이에 의해 상기 송신 데이터 심볼들이 복원되도록, 상기 수신 데이터 블록들 각각에 포함된 수신 데이터 심볼들에 대한 주파수 도메인 등화를 수행하는 단계를 포함한다.

[0013] 결과적으로, 상기 방법은 실질적으로 단일 광 측파대만을 갖는 송신 광 신호를 제공하며, 이에 의해 상기 방법은 대응하는 광 검출기에서 생성된 전자 신호에 광 위상 정보가 보존되는 것을 가능케 하며, 따라서 전자적인 분산 보상이 수신기에서 수행될 수 있다. 또한, 주파수 도메인 등화기법(equalization techniques)을 수신기측에서 이용하는 것과 함께, 상기 송신 신호를 생성하기 위하여 블록 코딩을 이용하는 것은, 개별(individual) RF 서브-캐리어들에 실려있는 신호들을 프로세싱하기 위한 별도의(separate) RF 구성요소들이 송신단 또는 수신단에서 필요없게 한다. 따라서, 상기 방법은, 매우 확장성이 좋으며(scalable), 높은 스펙트럼 효율을 제공하며, 분산에 대한 내성을 개선시키며, 색분산의 효과를 간단히 등화 또는 보상하는바, 특히 송신단 또는 수신단에서 장치의 비용 및/또는 복잡도에 대한 대응 스케일링(scaling)이 없이도 이를 가능케 한다.

[0014] 본 발명의 또 다른 양상에 따르면, 색분산 성질을 갖는 분산형 광 채널 상에서 전송된 디지털 정보를 수신하는 방법이 제공되는바, 상기 디지털 정보는, 광 주파수 도메인에서 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보 포함 광 측파대를 포함하고 있는 광 신호에 포함되며, 상기 광 측파대는 일련의 송신 데이터 블록들로부터 생성된 송신 시간-가변 신호에 대응하며, 상기 송신 데이터 블록들 각각은, 상기 디지털 정보의 하나 이상의 비트들에 대응하는 다수의 송신 데이터 심볼들을 포함하며, 디지털 정보를 수신하는 상기 방법은, 대응하는 수신 시간-가변 전기신호를 생성하기 위하여 상기 광 신호를 검출하는 단계; 상기 수신 시간-가변 전기신호로부터 일련의 수신 데이터 블록들을 생성하는 단계; 및 상기 광 채널의 색분산의 효과를 완화하고 이에 의해 상기 송신 데이터 심볼들을 복원하도록, 상기 수신 데이터 블록들 각각에 포함된 수신 데이터 심볼들에 대한 주파수 도메인 등화를 수행하는 단계를 포함한다.

[0015] 본 발명의 바람직한 실시예에 따르면, 상기 송신 시간-가변(time-varying) 신호는, 주파수/시간 변환을 이용하

여 각각의 블록으로부터 생성된다. 이후, 대응 시간/주파수 변환(역변환)을 이용하여, 일련의 수신 데이터 블록들이 생성될 수 있다.

[0016] 바람직한 실시예에서, 송신 시간-가변 신호를 인코딩 및 생성하는 단계는, 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) 방법에 따라 수행될 수 있다. 따라서, 송신 시간-가변 신호를 생성하는 단계는, 각각의 데이터 블록의 데이터 심볼들에 대한 역이산 프리에 변환(inverse discrete Fourier transform : IDFT)을 이용하여 주파수/시간 변환을 계산하는 것을 포함하는 것이 바람직하다. 바람직하게는, 상기 역이산 프리에 변환(IDFT)은, 고속 프리에 변환(fast Fourier transform : FFT) 알고리즘을 이용하여 계산될 수도 있다.

[0017] 상기 데이터 심볼들은, 예를 들면, 디지털 정보 비트들과 심볼 값들 간의 바람직한 매핑(mapping)에 따라 생성된, 실수 또는 복소수 값들일 수 있다. 적절한 매핑 방법들은, 통상적인 신호 변조 포맷(format)에 대응할 수 있으며, 온-오프 변조(on-off keying : OOK), 진폭 천이 변조(amplitude shift keying : ASK), 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation : QAM), 위상 천이 변조(phase shift keying : PSK), 주파수 천이 변조(frequency shift keying : FSK) 등을 포함할 수 있지만 이에 제한되는 것은 아니다.

[0018] 바람직하게는, 주파수/시간 변환에 의해 생성된 이산 디지털 값들은, 병렬 포맷에서 직렬 포맷으로 변화되며, 시간 가변되는 실수(real) 전기 신호를 생성하기 위해서 디지털-아날로그 변환이 이용되는바, 이는 광 신호를 생성하기 위해 적용될 수 있다.

[0019] 시간-가변 신호를 생성하는 단계는, 보호 대역(guard band) 또는 싸이클릭 프리픽스(cyclic prefix)의 부가를 포함할 수도 있는바, 이는 수신기에서 검출된 광 신호의 등화(equalization)를 유익하게 보조한다.

[0020] 바람직하게는, 송신 시간-가변 신호를 광 소스(optical source)에 적용하는 단계는, 상기 송신 시간-가변 신호에 대응하는 광 변조를 적용하는 것을 포함한다. 바람직하게, 상기 광 소스는 간섭성 소스(coherent source)인 바, 예를 들면, 반도체 레이저 다이오드와 같은, 레이저 소스이다.

[0021] 상기 송신 시간-가변 신호를 적용하는 단계는, 하나의 광 주파수 측파대를 적어도 실질적으로 억제하기 위하여, 변조된 광 소스를 광학적으로 필터링하는 것을 포함하는바, 따라서, 광 주파수 도메인에서 오직 하나의 정보-포함(information-bearing) 광 측파대만을 실질적으로 포함하는 광 신호를 생성하는 것이 가능하며, 여기서 상기 측파대는 상기 송신 시간-가변 신호에 대응한다.

[0022] 필터링된 광 신호는, 상기 송신 광 신호의 광 캐리어를 제공하기 위해서, 광 소스의 비변조된(unmodulated) 출력의 일부와 결합될 수도 있다. 또는, 변조된 신호에 존재하는 광 캐리어의 적어도 일부를 보유하기 위해서, 필터링이 수행될 수도 있다.

[0023] 광 소스에 적용된 변조는, 세기 변조 또는 위상 변조인 것이 바람직하다.

[0024] 본 발명의 바람직한 실시예들에서는, 변조 및 광 필터링의 연속적인 스테이지들이 채용되고 있긴 하지만, 예를 들면, 상기 송신 시간-가변 신호로부터 유도된 적절한 전기적 구동 신호를 갖는 다중-전극 변조기(multi-electrode modulator)를 이용하는 공지된 방법들처럼, 적절한 OSSB 광 신호를 직접 생성하기 위한 대안적인 방법들도 이용될 수 있음을 유의해야 한다.

[0025] 광 신호의 전체 에너지를 적절히 분배하기 위해서는, 광 캐리어 및/또는 광 측파대의 파워를 제어 또는 조절하는 것이 바람직하다. 이러한 제어 또는 조절은 특허나 유용한데, 이는 공지된 방법들에서 얻어진 파워 효율에 비해서, 전송 광 신호의 파워 효율을 실질적으로 향상시킬 수 있기 때문이다. 광 캐리어 내의 에너지와 광 측파대 내의 에너지 사이의 비율은, 예를 들면, 0.5 내지 2.0이며, 특히 광 캐리어 및 광 측파대의 에너지는 대략 동등한 것이 바람직하다. 일반적으로, 임의의 전송 신호에 대해서, 최적 캐리어 파워가 존재한다고 알려져 있는 바, 이는 수신된 신호의 품질을 극대화하며, 가령, 변조 형식 및 변조 깊이(modulation depth)와 같은 파라미터에 의존한다. 본 발명의 바람직한 실시예들에서는, 광 변조기로부터의 캐리어 출력을 적절히 억제함으로써, 상기 최적의 캐리어 파워가 실질적으로 제공될 수 있다.

[0026] 본 발명의 바람직한 실시예에서는, 광 캐리어와 정보-포함 광 측파대 사이에 주파수 보호대역이 제공되도록, 상기 시간-가변 신호가 광 소스에 적용된다. 상기 정보-포함 측파대에 대해서 점유되는 대역폭과 대등하거나 또는 더 큰 대역폭을 갖는 주파수 보호대역이 제공되는 것이 특허나 바람직하다. 이러한 일례에서는, 정보-포함 광 측파대의 구성요소들간의 믹싱(mixing)으로 인해 광 검출기에서 생성될 수도 있는 왜곡 부산물들(distortion products)이, 수신된 신호 대역폭의 바깥쪽에 있으며 그리고 실질적으로 주파수 보호대역 내에 있다는 점에서,

특별한 장점이 얻어질 수도 있는바, 따라서, 수신된 신호의 간섭 및 왜곡은 상당히 감소된다.

[0027] 다양한 방법들이 해당 기술분야의 당업자들에게 이용가능함을 유의해야 하며, 이들 방법들은 디지털, 전자(RF) 및/또는 광 도메인에서 수행되는 방법들을 포함한다.

[0028] 일반적으로 광 신호를 전송하는 단계는, 단일-모드 광섬유를 통한 전송을 포함하며, 이러한 전송은, 예를 들어 1000km 를 넘는 장거리 전송일 수도 있다. 사실, 본 발명에 따른 방법에서 적절한 파라미터들이 선택된다면, 1,000,000km 거리의 광 신호 전송이 가능할 수도 있다. 전송 채널은, 단일-모드 광섬유의 손실(loss) 또는 감쇠(attenuation)를 보상하는 광 증폭기들을 포함할 수 있다.

[0029] 바람직하게는, 광 신호를 검출하는 단계는, 광-전자 변환을 수행하는 것을 포함하는바, 필요에 따라서는 전기적 증폭기와 함께 포토다이오드, 애발랜치 포토다이오드(APD), 등등과 같은 검출기를 이용하여 광-전자 변환을 수행하는 것을 포함한다.

[0030] 바람직하게는, 일련의 수신 데이터 블록들을 생성하는 단계는, 이산 디지털 값들의 시퀀스를 생성하기 위해서, 수신 시간-가변 전기 신호를 샘플링하는 것을 포함한다. 본 발명의 바람직한 실시예들에서, 상기 이산 디지털 값들은 시간/주파수 변환을 이용하여 변환되는바, 이는 송신 시간-가변 신호를 생성하는데에 이용되는 주파수/시간 변환에 대응된다. 바람직한 실시예에서는, 일련의 수신 심볼 값들을 계산하기 위해서, 샘플링된 신호의 이산 프리에 변환(DFT)이 수행되는바, 바람직하게는 고속 프리에 변환(FFT) 알고리즘을 이용하여 수행된다.

[0031] 바람직하게는, 수신 데이터 심볼들에 대해 등화를 수행하는 단계는, 송신 광 신호상의 광 채널의 색분산의 효과를 실질적으로 등화시키기 위해서, 수신된 각각의 심볼 값에 대해서 적어도 위상 조절을 수행하는 것을 포함하는바, 따라서, 상기 수신 및 등화된 심볼 값들은, 상기 송신 심볼 값들에 좀더 가깝게 근사화된다. 또한, 상기 등화는, 각각의 수신 심볼 값에 대해서 진폭 조절을 수행하는 것을 포함할 수도 있다.

[0032] 바람직하게도, 본 발명에 따른 방법은, 수신되고 등화된 심볼 값들로부터 원래의 정보 비트들을 복원하는 단계를 더 포함할 수도 있다. 더욱 바람직하게는, 원래의 정보 비트들을 복원하기 위해서 디매핑(demapping) 방법이 이용될 수 있는바, 이는 엔코딩 단계에서 적용된 매핑 방법에 대응한다. 전술한 바와같이, 적절한 매핑 및 디매핑 방법들은 통상적인 신호 변조 포맷들에 대응하는바, 이는 OOK, ASK, QAM, PSK, FSK 등등을 포함한다.

[0033] 본 발명의 또 다른 양상에 따르면, 분산형 광 채널 상에서 전송된 디지털 정보를 수신하는 장치가 제공되는바, 여기서, 상기 디지털 정보는, 광 주파수 도메인에서 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보 포함 광 측파대를 포함하고 있는 광 신호에 포함되며, 상기 광 측파대는 일련의 송신 데이터 블록들로부터 생성된 송신 시간-가변 신호에 대응하며, 상기 송신 데이터 블록들 각각은, 상기 디지털 정보의 하나 이상의 비트들에 대응하는 다수의 송신 데이터 심볼들을 포함하며, 디지털 정보를 수신하는 상기 장치는, 대응하는 수신 시간-가변 전기신호를 생성하기 위하여 상기 광 신호를 검출하기 위한 광 검출기; 시간/주파수 변환을 이용하여 상기 수신 시간-가변 전기신호로부터 일련의 수신 데이터 블록들을 생성하는 수단; 및 상기 광 채널의 분산의 효과를 완화하고, 이에 의해 상기 송신 데이터 심볼들을 복원하기 위하여, 상기 수신 데이터 블록들 각각에 포함된 수신 데이터 심볼들에 대한 주파수 도메인 등화를 수행하는 등화기를 포함한다.

[0034] 본 발명의 또 다른 양상에 따르면, 디지털 정보를 전송하는 시스템이 제공되는바, 상기 시스템은, 디지털 정보를 포함하고 있는 광 신호를 생성하는 송신장치; 상기 디지털 정보를 포함하고 있는 상기 광 신호를 수신하는 수신장치; 및 상기 송신장치로부터 상기 수신장치로 상기 광 신호를 전송하도록 배치된 분산형 광 채널을 포함하여 이루어지며, 상기 송신 장치는, 상기 디지털 정보를 일련의 블록들로 인코딩하도록 구성된 인코더 -상기 각각의 블록은 상기 디지털 정보의 하나 이상의 비트들에 대응하는 다수의 데이터 심볼들을 포함하며-; 상기 블록들 각각에 대응하는 시간-가변 신호를 생성하도록 구성된 신호 생성기; 및 광 주파수 도메인에서 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보 포함 광 측파대를 포함하고 있는 광 신호를 생성하기 위하여, 상기 시간-가변 신호를 광 소스에 적용하도록 구성된 광 송신기 -상기 광 측파대는 상기 시간-가변 신호에 대응하며- 를 포함하며, 상기 수신장치는, 대응하는 수신 시간-가변 전기신호를 생성하기 위하여 상기 광 신호를 검출하도록 구성된 광 검출기; 상기 수신 시간-가변 전기신호로부터 일련의 수신 데이터 블록들을 생성하는 수단; 및 상기 수신 데이터 블록들 각각에 포함된 수신 데이터 심볼들에 대한 주파수 도메인 등화를 수행하고, 이에 의해 상기 송신 장치에 의해 송신된 데이터 심볼들을 복원하도록 구성된 등화기를 포함한다.

[0035] 본 발명의 바람직한 실시예에서, 상기 인코더는, 디지털 정보의 비트들을 수신하고, 대응하는 다수의 심볼 값들을 생성하기 위한 다수의 매핑 유닛들을 포함한다. 상기 매핑 유닛들은, 다수의 적절한 매핑 방법들 중 하나 이상의 임의의 것들을 구현할 수 있는바, 상기 매핑 방법들은 가령, OOK, ASK, QAM, PSK, FSK 등등과 같은 통상적

인 변조 포맷들에 대응하는 매핑 방법들을 포함한다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, 상기 매핑 유닛들은, 디지털 신호처리 분야에서 잘 알려진 바와같은, 디지털 하드웨어 및/또는 소프트웨어 수단을 이용하여 구현될 수도 있다.

[0036] 신호 생성기는 주파수/시간 변환기를 포함할 수 있는바, 바람직하게는 디지털 타임 도메인 신호를 생성하는 주파수/시간 변환을 구현하기 위해서 디지털 하드웨어 및/또는 소프트웨어 수단을 통합한다. 더욱 바람직한 실시예에서, 상기 주파수/시간 변환기는 IDFT를 구현하며, 바람직하게는 FFT 알고리즘을 이용한다. 상기 신호 생성기는, 변환기의 출력으로부터 디지털 샘플들의 타임 시퀀스(time sequence)를 생성하기 위해 적어도 하나의 병렬-직렬 변환기를 더 포함할 수도 있으며, 연속적인(continuous) 시간-가변 전기 신호를 생성하기 위해 적어도 하나의 대응 디지털-아날로그 변환기(DAC)를 포함할 수도 있다. 본 발명의 바람직한 실시예에서, 상기 신호 생성기는, 보호 시간(guard time) 및/또는 싸이클릭 프리픽스(cyclic prefix)를 상기 시간-가변 신호에 삽입하도록 더 구성되는바, 이는 주파수 도메인에서, 대응 수신기에서 수신된 신호의 등화를 도와주기 위함이다.

[0037] 광 송신기의 광 소스는, 간섭성(coherent) 광 소스인 것이 바람직한바, 예를 들면, 반도체 레이저 다이오드와 같은 레이저 소스가 될 수 있다. 상기 광 송신기는, 상기 광 소스를 직접적으로 변조하기 위한 전기적 구동 회로를 더 포함할 수도 있으며 또는 바람직하게는 외부 광 변조기를 포함할 수도 있는바 가령, 마하-젠크(Mach-Zehnder) 또는 전자-흡수(electro-absorption) 유형의 세기 변조기, 광 위상 변조기 등등과 같은, 외부 광 변조기를 포함할 수도 있다.

[0038] 상기 광 송신기는, 변조된 광 소스로부터의 변조된 신호 출력의 하나의 광 주파수 측파대를 적어도 실질적으로 억제하는 광 필터를 더 포함할 수도 있다. 이에 따라, 상기 광 필터의 출력은, 광 주파수 도메인에서 실질적으로 오직 하나의 정보-포함 광 측파대만을 갖는 광 신호를 포함한다. 상기 광 송신기는, 광 소스의 비변조된 출력중 일부를 추출하고, 광 신호의 광 캐리어를 제공하기 위하여 이를 변조기 출력과 결합하는, 광학 구성요소들을 더 포함할 수도 있다.

[0039] 본 발명의 또 다른 실시예에서, 상기 광 송신기는, 변조된 신호내에 존재하는 광 캐리어의 적어도 일부를 보유하도록 구성된 광 필터를 포함할 수도 있는바, 따라서 상기 광 필터의 출력은, 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보-포함 광 측파대를 포함하고 있는 광 신호이다.

[0040] 하지만, 해당 기술분야의 당업자들에게는, 대안적인 광 송신기 구성도 가능함을 유의해야 하는바, 예를 들면, 상기 시간-가변 신호로부터 유도된 신호들로 각각의 전극들을 구동하기 위한 적절한 구동 전자회로를 갖는 다중-전극 광 변조기(multi-electrode optical modulator)를 이용하여, OSSB 광 신호를 직접 생성하기 위한 구성을 포함하는 대안적인 구성들이 이용될 수 있음을 유의해야 한다.

[0041] 바람직한 실시예에서, 광 검출기는, 가령, 포토다이오드, 애발랜치 포토다이오드(APD) 등등과 같이, 광 신호를 광-전자 변환하기 위한 적절한 디바이스를 포함한다. 상기 광 검출기는, 신호 레벨을 조절하고 수신된 신호를 조절(conditioning)하는, 증폭기 및 필터 등등과 같은 전자 디바이스들을 더 포함할 수도 있다.

[0042] 수신 데이터 블록을 생성하는 수단은, 검출된 신호를 샘플링하고, 상기 신호를 나타내는 디지털화된(digitized) 타임 시퀀스를 생성하기 위한, 아날로그-디지털 변환기(ADC)를 포함하는 것이 바람직하다.

[0043] 상기 생성 수단은, 샘플링된 데이터에 대한 직렬-병렬(serial-to-parallel) 변환을 수행하기 위한 디지털 하드웨어 및/또는 소프트웨어 수단을 더 포함할 수도 있다. 또한, 바람직한 실시예에서, 상기 생성 수단은, 시간/주파수 변환을 계산하기 위한 하드웨어 및/또는 소프트웨어 수단을 포함하는바, 이는 예를 들면, FFT 알고리즘을 이용하여 DFT로 구현되는 것이 가장 바람직하다. 바람직한 실시예에 따르면, 상기 변환의 출력은, 수신 데이터 블록들 내로 배열된, 다수의 수신 데이터 심볼들이다.

[0044] 등화기(equalizer)는, 등화기 뱅크(equalizer bank)를 포함하는 것이 바람직한바, 이는 광 채널의 색분산 효과를 실질적으로 등화시키기 위해서, 각각의 수신 데이터 심볼 값의 위상을 조절하기 위한 다수의 필터들을 포함한다. 또한, 상기 등화기 뱅크는 각각의 수신 데이터 심볼의 진폭을 조절할 수도 있다. 수신 장치는, 등화된 심볼 값들을 수신하고, 디지털 정보의 대응 비트들을 생성하기 위한, 다수의 디매핑 유닛들을 더 포함하는 것이 바람직하다. 전술한 바와같이, 상기 디매핑 유닛들은, 대응 송신 장치에서 채용된 매핑 유닛들에 대응할 수 있으며 결과적으로, 임의의 적절한 디매핑 방법들을 구현할 수 있는바, 상기 디매핑 방법들은 OOK, ASK, QAM, PSK, FSK 등등을 포함하는 통상적인 변조 포맷들에 대응하는 디매핑 방법들을 포함한다. 바람직한 실시예에서, 상기 디매핑 유닛들은, 디지털 신호처리 분야에서 잘 알려진 바와같은, 디지털 하드웨어 및/또는 소프트웨어 수단을 이용하여 구현될 수 있는바,

[0045] 바람직하게, 상기 광 채널은 단일 모드 광섬유이다.

[0046] 본 발명의 또 다른 피처들 및 장점들은 후술되는 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 설명으로부터 해당 기술 분야의 당업자들에게 명백해질 것인바, 발명의 상세한 설명에 기재된 내용은, 전술한 설명들에서 또는 첨부된 청구항들에서 한정된 바와 같이, 본 발명의 범위를 한정하는 것으로 고려되어서는 안된다.

실시예

[0059] 먼저, 도1을 참조하면, 본 발명의 일실시예에 따라, 분산형 단일-모드 광섬유의 장거리 구간(long span) 상에서 디지털 정보를 통신하는 시스템이 개략적으로 도시되어 있다.

[0060] 상기 예시적인 시스템(100)은, 증폭된 단일-모드 광섬유 스팬(104) 상에서의 전송을 위해, 디지털 정보를 포함하고 있는 광 신호를 생성하는 장치(102)를 포함한다.

[0061] 일반적으로, 전송 범위(transmission span)(104)는, 다수의 개별 단일-모드 광섬유 섹션들(sections)(예컨대, 106)을 포함하며, 또한 단일-모드 광섬유 링크들의 감쇠에 기인하는 신호 파워의 손실을 극복하기 위해서, 이들 사이에 삽입된 손실-보상 증폭기(예컨대, 108)를 포함한다.

[0062] 또한, 상기 시스템(100)은, 광섬유 범위(104)를 통해 송신장치(102)로부터 전송된 디지털 정보를 수신하기 위한 수신장치(110)를 포함한다.

[0063] 광섬유 범위(104) 상에서 전송되기 위한 디지털 정보는, 병렬 입력 포트(112)를 통해서, 송신기(102)로 입력된다. 입력 디지털 정보는, 송신기(102)내에서 블록들로 처리되며, 각각의 블록은, 입력 포트(112)의 병렬 입력들에 대응하는 다수의 정보 비트들을 포함한다. 디지털 정보에 대한 다른 입력 형식들(가령, 직렬 입력 포트)이 대안적으로 제공될 수도 있다는 점을 유의해야 한다. 각각의 블록에 포함된 정보 비트들의 숫자는 미리 정해지는 것이 전형적이며, 어떤 특정한 실시예에서는 고정된 숫자의 비트들이 이용될 수도 있으며 또는 가령, 요망되는 정보 비트 속도 및/또는 또 다른 시스템 파라미터들과 같은, 다양한 요인에 의존하여 시간에 따라 변화될 수도 있다.

[0064] 인코더(114)는, 대응하는 다수의 데이터 심볼들을 생성하기 위해서, 다수의 매핑 유닛들(예컨대, 116)을 포함하는바, 상기 다수의 데이터 심볼들 각각은, 하나 이상의 입력 정보 비트들(112)을 인코딩하는 복소수 값인 것이 일반적이다. 시스템(100)에 대한 바람직한 실시예에 따르면, 인코딩된 데이터 심볼 값들을 제공하기 위해서, 상기 매핑 유닛(116)에 의해서 QAM 매핑이 이용되어 입력 데이터 비트들을 인코딩한다. 각각의 QAM 신호 값은, 상기 전송 신호의 해당 주파수 캐리어에 적용되는 진폭 변조 및 위상 변조를 나타내는 복소수이다. 하지만, 입력 데이터를 인코딩하기 위해서, 또 다른 매핑 체계가 이용될 수도 있음을 유의해야 한다. 상기 또 다른 매핑 체계는, OOK, ASK, PSK, FSK, 등등을 포함할 수 있지만 이에 제한되지는 않는다.

[0065] 송신기(102)는 신호 생성기(118)를 더 포함하는바, 신호 생성기(118)는 인코딩된 데이터 심볼 블록들 각각에 대응하는 시간-가변 신호를 생성한다. 시스템(100)에 대한 예시적인 일실시예에 따르면, 상기 시간-가변 신호를 생성하기 위해서, OFDM 방법이 이용된다. FFT 알고리즘을 채용하는 역이산 프리에 변환(IDFT)을 이용하여 구현되는 것이 바람직한 주파수/시간 변환기(120)는, 변환된 값들의 블록을 생성하는바, 이는 병렬-직렬(parallel-to-serial) 변환기(122)로 입력된다. 이해되는 바와같이, 상기 역이산 프리에 변환은, 해당 기술분야에서 알려진 디지털 전자 하드웨어 또는 소프트웨어 수단중 어느 하나를 이용하거나 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 조합을 이용하여 능히 구현될 수 있다.

[0066] 일반적으로, 주파수/시간 변환기(120)의 병렬 출력, 그리고 병렬-직렬 변환기(122)의 출력은, 실수 및 헤수 성분을 포함하는 복소수 값들의 시퀀스이다. 시스템(100)에 대한 예시적인 일 실시예에 따르면, 상기 실수 및 헤수 성분은 2개의 별도의 출력 스트림으로 분리되는바, 이를 각각은 디지털-아날로그 변환기(DAC)(124, 126)에 의해서, 각각의 연속적인 시간-가변 신호로 변환된다. 결과적인 시간-가변 신호는, 믹서(128, 130)를 이용하여, 주파수 f_{RF} 를 갖는 주파수 캐리어 상으로 업컨버팅(up-converting) 된다. 상기 병렬-직렬 변환기 출력의 실수 성분에 대응하는 시간-가변 신호는 믹서(128)에서 업컨버팅되어 동위상 신호(in-phase signal)를 생성하며, 반면에 상기 병렬-직렬 변환기 출력의 헤수 성분에 대응하는 시간-가변 신호는 믹서(130)에서 업컨버팅되어 직교위상 신호(quadrature signal)를 생성한다. 상기 동위상 및 직교위상 성분들은 합산기(132)에서 결합되어, 입력 데이터(112)의 모든 정보 콘텐츠를 포함하고 있는 전체 시간-가변 신호 출력을 생성한다.

[0067] 시스템(100)에 대한 예시적인 일실시예에서는, 부가적인 일정한 오프셋(constant offset)이 상기 시간-가변 신

호에 바이어스 입력(134)의 형태로 적용되어, 광 캐리어의 변조에 적절히 이용될 수 있는 시간-가변 신호를 생성한다.

[0068] 예시적인 시스템(100)에서는, 광 송신기(136)는, 신호 생성기(118)로부터의 시간-가변 신호 출력을 광 소스(138)에 적용하도록 구성된다. 광 송신기(136)는 광 소스(138)를 포함하는바, 상기 광 소스는 간접성 광 소스인 것이 바람직하며, 예를 들면, 반도체 레이저 다이오드와 같은 레이저 광 소스가 될 수 있다. 예시적인 시스템(100)에서, 신호 생성기(118)에 의해 생성된 시간-가변 신호는, 광 송신기(136)의 외부 변조기(external modulator)(140)를 구동하기 위해서 이용된다. 외부 변조기(140)는, 마하-젠파(Mach-Zehnder) 또는 전자-흡수(electro-absorption) 유형의 세기 변조기, 광 위상 변조기 등등이 될 수 있다. 하지만, 대안적인 실시예들에서는, 광 소스를 변조하는 다른 수단들이 사용될 수도 있음을 유의해야 하는바, 예를 들면, 통합 레이저 변조기(integrated laser modulator), 또는 적절한 레이저(또는 또 다른 광 소스)에 대한 직접 변조(direct modulation)를 들 수 있다. 상이한 유형의 변조기, 상이한 변조 포맷들 및 소정 범위의 변조 깊이를 이용하는 전송(transmission)의 성능 특성은, 도11을 참조하여 하기에서 설명될 것이다.

[0069] 광 송신기(136)는 또한 광 필터(142)를 포함하는바, 상기 광 필터는, 광 변조기(140)로부터 출력된 세기 변조된 신호의 하나의 광 주파수 측파대를 적어도 실질적으로 억제하도록 구성된다. 따라서, 광 필터(142)의 출력은 광 주파수 도메인에서, 실질적으로 오직 하나의 정보-포함 광 측파대만을 포함하는바, 이는 광 변조기(140)를 구동하는데에 사용되는, 신호 생성기(118)로부터의 시간-가변 출력 신호에 대응한다. 상기 광 필터(142)는, 오직 하나의 광 측파대만을 선택할 수 있거나, 또는 광 캐리어 파워의 전부 또는 일부와 함께 하나의 광 측파대를 선택할 수도 있다.

[0070] 예시적인 시스템(100)에서, 상기 광 필터(142)는, 실질적으로 오직 하나의 광 측파대만이 통과하는 것을 허용하는바, 그 때문에 광 필터(142)의 출력에서 광 캐리어를 억제한다. 따라서, 부가적인 광 경로(optical path)(144)가 제공되는바, 상기 광 경로(144)를 따라 광 소스(138)의 비변조된 출력의 일부가 전송되며, 이는 필터링된 광 측파대와 재결합되는바, 광 필터의 출력에서 재결합된다. 따라서, 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보-포함 광 측파대를 포함하는 광 신호가 생성될 수 있다.

[0071] 본 발명의 일실시예에서는, 전체 신호 에너지를 광 캐리어 및 측파대 사이에서 원하는 대로 분배하기 위하여, 상기 광 캐리어의 파워가 선택(또는 조절)되는 것이 바람직하다. 이러한 점은, 광 파워 효율의 향상 및 수신 신호의 품질 향상을 위해서, 송신기(136)로부터의 광 출력 신호가 최적화될 수 있게 한다. 예를 들면, 분리기(splitting component) 및 또는 결합기(combining component)를 적절히 선택하거나 또는, 상기 병렬 광 경로(144)내에 적절한 감쇠기를 포함함으로써, 원하는 광 캐리어 레벨이 얻어질 수 있다.

[0072] 본 발명의 또 다른 실시예에서는, 병렬 광 경로(144)가 제공되는 것에 부가하여, 광 캐리어의 적어도 일부가 광 필터(142)에 의해서 통과될 수 있다. 따라서, 상기 신호와 비변조된 캐리어가 광 필터(142)의 출력에서 재결합될 때, 광 캐리어의 레벨은 증가 또는 감소될 수 있는바, 이는 결합된 캐리어 파들(carrier waves) 사이의 위상 관계에 의존한다. 따라서, 이러한 구성은, 전송 광 신호의 광 캐리어 파워를 제어(또는 조절)하기 위해서 이용될 수 있다.

[0073] 광 캐리어와 정보-포함 측파대 사이에서 전체 신호 에너지를 원하는 대로 분배하기 위한 또 다른 수단들 및 방법들은, 해당 기술분야의 당업자들에게는 명백할 것이다.

[0074] 광 신호는 광섬유 스팬(104)을 통해서 전송되며, 상기 광섬유 스팬은 일련의 광 증폭기들(예컨대, 108) 및 광섬유-전송 세그먼트들(예컨대, 106)을 포함한다. 광섬유 세그먼트(106)의 분산에 대한 어떠한 보상도 광섬유 스팬(104) 내에서 이루어지지 않았는바, 따라서 분산의 효과는 광섬유 스팬의 전체 길이에 걸쳐서 누적된다.

[0075] 분산의 영향을 받은 결과적인 신호는, 수신장치(110)에 의해 수신되는바, 상기 수신장치는 광 검출기(146), 상기 광 검출기(146)의 시간-가변 출력신호로부터 일련의 수신 데이터 블록들을 생성하기 위한 신호처리 구성요소(166), 및 누적된 분산의 효과를 완화시키기 위한 등화기(168)를 포함한다. 상기 수신장치(110)는 또한, 원래(originally) 전송된 디지털 정보를 복원(recovering)하기 위한 디매핑 유닛(demapping unit)(172)을 포함한다.

[0076] 예시적인 일실시예(100)에서, 광 검출기(146)는 포토다이오드(148) 및 증폭기, 필터 등을 포함하는 관련된 전자회로(150)를 포함하여 구성되는바, 이는 구성요소(166)에 의한 후속 프로세싱을 위해서 적절한 특징들을 갖는, 수신 시간-가변 전기 신호를 생성하기 위함이다.

[0077] 파워 분배기(power splitter)(152)는 수신 시간-가변 신호를 2개의 개별적인 경로들로 분리하는바, 전

송된 신호의 동위상 및 직교위상 성분들은, 상기 2개의 프로세싱 경로들에서, RF 믹서(154, 156)를 각각 이용하여 복원 및 다운-컨버팅된다. 결과적인 신호들은, 주파수/시간 변환기(120)의 복소수 값을 갖는 출력의 실수 성분 및 헤수 성분에 각각 대응된다. 이러한 2개의 신호들은, 아날로그-디지털 변환기(158, 160)를 이용하여, 샘플링되며 대응하는 디지털 값들의 시퀀스들로 변환된다. 직렬-디지털화된 샘플들(serial-digitized samples)은, 직렬-병렬 변환기(162)에서 병렬 포맷으로 변환되며, 대응하는 실수 값 및 헤수 값은 시간/주파수 변환기(164)로 입력되는 복소수 입력으로 재구성된다.

[0078] 예시적인 실시예(100)에 따르면, 상기 시간/주파수 변환기(164)는, FFT 알고리즘을 이용하여 구현되는 것이 바람직한 이산 프리에 변환기(discrete fourier transformer : DFT)이며, 이것은, 주파수/시간 변환기(120)에 의해 구현되었던 역이산 프리에 변환(IDFT)에 대응하는 역변환이다.

[0079] 결과적인 주파수 도메인 값들은, DFT(164)로부터 블록들로 출력된다. 각각의 블록은, 주파수/시간 변환기(120)로 입력되는 송신 데이터 심볼들에 대응하는, 수신 데이터 심볼들의 세트를 포함하는바, 이는 광섬유 스펜(104)내에서 분산의 영향을 받은 것들이다. 등화 필터(예컨대, 170)들의 뱅크를 포함하는 등화기(168)가 제공되어, 수신 데이터 심볼들의 분산의 효과를 완화시키는바, 이는 송신 데이터 심볼들을 복원하기 위함이다. 가장 간단한 케이스에 있어서, 그리고 예시적인 구성(100)에 있어서, 각각의 필터(170)는, DFT(164)의 출력인 대응하는 수신 심볼 값의 위상을 적어도 조절하는 복소수 곱셈기(complex multiplier)인바, 이는 전송된 신호 상에서 색분산의 효과를 실질적으로 등화시키기 위함이다. 이러한 등화는, 송신장치(102) 및 수신장치(110)의 다양한 전자 구성요소들 및 광-전자(opto-electronic) 구성요소들의 실제적인(non-ideal) 주파수 의존형 특성들을 추가적으로 보상할 수도 있다. 이러한 특성들 및 광섬유 전송 스펜(104)의 다른 특성들에 의존하여, 각각의 필터가, 대응하는 수신 심볼 값들의 위상뿐만 아니라 진폭도 조절하는 것이 더욱 바람직할 것이다. 편광 모드 분산(PMD) 및 몇몇 비-선형 프로세스를 포함하여, 광섬유 스펜(104) 및 또 다른 전송 구성요소들의 시간-가변 특성들의 영향을 완화시키기 위해서, 적응형 등화가 적용될 수도 있다.

[0080] 결과적인(resulting) 등화된 심볼 값들은, 개별 디매핑 유닛들(174)을 포함하는 디맵퍼(demapper)(172)로 입력되는바, 이것은 송신장치(102)에 포함된 심볼 맵퍼(symbol mapper)(114)(또는, 인코더)에 대응한다. 상기 디매핑 유닛(174)은, 등화된 심볼 값을 수신하며, 대응하는 디지털 정보 비트들을 생성한다. 결과적으로, 디코딩된 정보가 병렬 출력에서 제공된다. 만일, 시스템(100) 내의 잡음 및/또는 왜곡의 레벨이 과도하게 높지 않다면, 출력 디지털 정보는, 입력(112)에 제공된 원래의 디지털 정보 비트들에 대체로 매칭될 것이다. 물론, 해당 기술분야의 당업자라면, 임의의 통신 시스템에서 잡음 및/또는 왜곡으로 인해, 에러가 유입될 수도 있다는 것을 능히 이해할 것이며, 따라서, 전송된 정보 비트에서 0 인 에러율(zero error rate)을 얻을 수 없다는 점도 이해할 것이다. 하지만, 이러한 비트 에러들을 검출 및/또는 정정하기 위해서, 디지털 정보 내에 삽입된 에러검출 및 에러 정정 코드들을 포함하여, 또 다른 수단들이 적용될 수 있다는 점이 이해되어야만 한다.

[0081] 예시적인 시스템(100)의 동작은, 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 검증되었으며, 그 결과는 도2 내지 도10에 예시되어 있다. 시뮬레이션에서는, 10 Gb/s 의 데이터 속도(data rate)와 1024 비트의 블록 길이가 이용되었다. 4-QAM 심볼 매핑이 매핑 블록(114) 및 디매핑 블록(172)에서 사용되어, 초당 5 기가심볼(5 gigabit/sec)의 전체 심볼 속도가 제공된다. $f_{RF} = 7.5 \text{ GHz}$ 인, RF 캐리어 주파수가 이용되어, 광 캐리어로부터 5 GHz 내지 10 GHz의 주파수 대역을 점유하는 OFDM 정보 신호가 제공되는바, 이는 193.1 THz에서 세팅된다. 전송된 평균 파워는 1 밀리와트이며, 64ns/nm 의 총 분산(total dispersion)을 갖는, 4000 km 길이의 손실 보상형 광섬유 전송 스펜(104)이 사용되었다. 이해되는 바와같이, 통상적인 기저대역(baseband) 세기 변조 방법을 이용하여 10 Gb/s로 동작하는 시스템에서 이 정도 레벨의 분산은, 수신기에서의 검출 이전에 적절한 분산 보상 방법이 광 도메인에서 적용되지 않는다면, 송신된 디지털 정보에 대한 복원이 불가능한 수신 신호를 야기할 것이다.

[0082] 도2는 신호 생성기(118)의 출력에서 생성되는 송신기 변조기 구동 파형(transmitter modulator drive waveform)(200)을 예시적으로 도시한 것이다. 바이어싱(134)의 결과로서, 상기 구동 파형(drive waveform)(200)은 양의(positive) 평균 신호 레벨(202)을 갖는바, 이는 파형의 클리핑(clipping)(예컨대, 204)이 적거나 거의 없도록 설정된다. 도3은 상기 구동 파형(200)의 대응하는 전기적 스펙트럼(300)을 도시한 것이다. 도시되는 바와같이, 신호 생성기(118)에 적용된 OFDM 변조 방법에 따라서, 스펙트럼(300)은, 전송될 정보 신호에 대응하는, 5 GHz에서 10 GHz 사이의 범위를 점유하고 있는 매우 선명하게 정의된 주파수 대역(302)을 포함한다.

[0083] 도4는 광 변조기(140)의 출력에서 생성된 대응 광 스펙트럼(400)을 도시한 것이다. 상기 광 스펙트럼(400)은 광 캐리어 신호(402)를 포함하는바, 이는 레이저 소스(138)의 매우 좁은 선폭 linewidth)을 갖는 출력에 대응한다.

상기 캐리어의 세기 변조는, 하부 측파대(lower sideband : LSB)(404) 및 상부 측파대(upper sideband : USB)(406)의 생성을 야기하는바, 이는 상기 변조기 구동 스펙트럼(300)에 대응한다. 도4에서 알수 있는 바와같이, 정보를 포함하고 있는 하부 측파대 및 상부 측파대(404, 406)에 비하여 캐리어 레벨(408)은 상당히 큰 파워를 갖고 있는데, 이는 전송된 신호 파형(200)의 최소 클리핑을 보장하기 위해 사용된 상대적으로 높은 바이어스 레벨에 대응한다. 이해되는 바와같이, 이러한 높은 캐리어 레벨은 낮은, 전송된 광 파워 효율(transmitted optical power efficiency)에 대응한다. 하지만, 도6 내지 도11을 참조하여 상세히 후술되는 바와같이, 본 발명의 바람직한 실시예들에 따르면, 전송된 캐리어 레벨은 감소될 수 있는바, 상기 시스템(100)의 전송된 광 파워 효율 및/또는 수신된 신호 품질을 최적화 또는 적어도 개선시키기 위하여, 상기 전송된 캐리어 레벨이 감소될 수 있다.

[0084] 도5는 광 필터(142)의 출력에서의 광 스펙트럼(500)을 도시한 것이다. 명백한 바와같이, 상기 광 필터(142)는 하부 측파대(404) 및 광 캐리어(402)를 실질적으로 억제하고 있는바, 따라서 오직 하나의 정보-포함 측파대(506)만을 포함하고 있는 스펙트럼이 나타난다.

[0085] 도6은 전송 스팬(104)에서, 광 증폭기(예컨대, 108)의 출력에서의 예시적인 광 스펙트럼을 도시한 것이다. 레이저(138)에 의해 생성되고 광 송신기(136) 내의 병렬 경로(144)를 따라 인가된 광 캐리어 부분은, 필터(142)의 출력과 결합되며, 따라서 상기 광 스펙트럼(600)은, 실질적으로 오직 하나의 정보-포함 광 측파대(606)와 광 캐리어(602)를 갖는 광 신호를 포함한다. 재결합된 광 캐리어(602)의 레벨(608)은, 캐리어 내의 전체 파워와 정보-포함 측파대(606)내의 전체 파워가 대체적으로 동등해지도록 설정되었다. 캐리어 레벨(608)에 대한 적절한 조절은, 광 파워 효율을 최적화 또는 적어도 상당히 개선시킬 수 있음이 밝혀졌는바, 따라서 전체 시스템 성능 역시 개선될 수 있다. 예시적인 시스템 시뮬레이션에서는, 변조된 신호와 필터(142)의 출력에서 재결합하기 전에, 캐리어를 25dB 만큼 감쇠시킴으로써, 최적의 시스템 성능을 얻을 수 있었다. 광 캐리어(602)와 정보-포함 측파대(606)의 파워 비율을 대략적으로 등화시킴으로써, 가장 큰 성능 개선이 이루어질 수도 있으며, 그리고 예를 들면, 캐리어 에너지와 측파대 에너지 사이의 상기 비율이 0.5 내지 2.0 사이라면, 적당한(reasonable) 성능이 얻어질 수도 있다. 하지만, 도11을 참조하여 하기에서 설명되는 것처럼, 캐리어 감쇠의 최적 레벨은, 가령, 광 변조 포맷과 같은 신호 성질들에 의존할 수 있다.

[0086] 도7은, 원하는 광 측파대(706)를 선택함에 있어서 광 캐리어(702)를 완벽하게는 억제하지 못하는, 대안적인 광 필터(142)의 출력을 나타내고 있는 예시적인 광 스펙트럼(700)을 도시한 것이다. 따라서, 이러한 광 필터의 출력에는, 잔여(residual) 캐리어 레벨(708)이 존재한다. 따라서, 이러한 유형의 필터는, 통과-대역(pass-band) 특성들에 대한 적절한 조절과 더불어, 하나의 측파대를 통과시키는 잔류 측파대(vestigial sideband : VSB) 필터로서 이용될 수 있으며, 그리고 원래의 광 소스 출력의 일부와 재결합한 것인, 충분한 광 캐리어 파워를 필요로 하지 않을 수도 있다. 즉, 필터(142)의 특성을 적절히 선택함으로써, 적절한 비율의 캐리어 파워 및 신호 파워를 포함하는, 전송 광 신호가 생성될 수 있다.

[0087] 도8은 광 검출기(146)의 출력에서 예시적인 RF 스펙트럼(800)을 도시한 것이다. 스펙트럼(800)의 피쳐(features)들은, 인터믹싱 잡음(intermixing noise) (810), 정보를 포함하고 있는 OFDM 신호 대역(806) 및 시스템 잡음 플로어(system noise floor)(812)를 포함한다. 송신장치(102) 내의 신호 생성기(118)에 의해 생성된 RF 스펙트럼(300)과 비교하면, 광 잡음 소스 및 전기적 잡음 소스로 인해 야기되는 누적된 잡음의 레벨은, 수신된 OFDM 신호(806)의 스펙트럼 파워에서의 요동(fluctuation)(808)으로서 명백히 표시된다. 하지만, 평균 신호 레벨과 비교해보면, 상기 잡음 요동이 상당히 작다는 것을 알 수 있다.

[0088] 인터믹싱 잡음(810)은, 포토-검출기(148)에서 OFDM 신호 성분들을 믹싱하는 것으로부터 기인한다. 포토-검출기(148)에서 이러한 인터믹싱 잡음이 발생하는 것은, 적절한 RF 캐리어 주파수 상에 OFDM 신호를 업-컨버팅하는것이 바람직한 주요한 이유들 중 하나가 된다. 특히나, DC와 신호대역 사이에서 주파수 보호 대역(guard band)을 제공하거나(RF 도메인에서) 또는 광 캐리어 및 정보-포함 광 측파대 사이에서 대등하게 주파수 보호 대역을 제공하기 위하여(광 도메인에서), 정보-포함 신호들을 업-컨버팅하는 것은, 인터믹싱 잡음(810)의 영향을 실질적으로 완화시키거나 또는 전적으로 회피할 수 있게 한다. 특히, 상기 주파수 보호 대역의 폭이, 정보 포함-신호들에 의해 점유된 대역폭과 같거나 또는 더 크다면, 신호 성분들간의 상이한 주파수들로 인해 생성된 인터믹싱 잡음 성분들은, 광 검출기(146)에서 상기 보호 대역 내에 속하게 될 것이며, 따라서, 수신된 신호 품질에 상기 잡음 성분들이 끼치는 영향을 실질적으로 감소시킬 수 있다. 이런 이유로, 예시적인 시뮬레이션에서는, 상기 OFDM 신호들은 5 내지 10 GHz 사이의 RF 주파수 대역을 점유하며, 0 내지 5 GHz 사이의 낮은 주파수 보호 대역이 제공되는바, 상기 보호 대역내에서 인터믹싱 잡음 성분들(810)이 광 검출기(146)에서 생성된다.

- [0089] 예시적인 시스템(100)에서, 광 필터(142)의 기술적인 세부 사양들(specifications)이 어느 정도는 완화될 수도 있다는 점이, 주파수 보호 대역에 의해서 제공될 수 있는 또 다른 장점이다. 억제될 예정인 측파대는, 원하는 측파대로부터 보호 대역폭의 2배 만큼 분리되어 있기 때문에, 보호 대역이 없는 경우에 용인될 수 있는 대역보다 더 넓은 천이 대역(transition band)을 갖는 필터들도 적용이 가능하다.
- [0090] 도1에 도시된 예시적인 시스템(100)에서, 다수의 사용되지 않는(unused) 입력들(178)이 주파수/시간 변환기에 제공된다는 점과, 이에 상응하는 갯수의 다수의 사용되지 않는 출력들(180)이 시간/주파수 변환기(164)에 제공된다는 점을 유의해야 한다. 바람직하게는, 심볼 0 (zero symbol)이, 상기 사용되지 않는 입력들(178)에 제공된다. 이해되는 바와같이, 이러한 사용되지 않는 입력들 및 출력들의 효과는, 디지털 신호 처리내에서 오버-샘플링(over-sampling)을 제공하기 위한 것이다. 이러한 오버-샘플링은 필수적인 것은 아니지만, 다양한 목적들을 위해서 이용될 수도 있는바, 이는 디지털 도메인 내에서 다양한 동작들(operations)을 수행하기 위함이다. 특히, 오버-샘플된(over-sampled) 시스템은, 원하지 않는 인터믹싱 잡음 부산물(noise products)들이, 시간/주파수 변환기(164)의 사용되지 않는 출력들(180)에서 내버려지게("dumped") 되는 것을 가능케 한다. 따라서, 상기 오버-샘플링은, 디지털 도메인에서 이러한 잡음 부산물에 대한 필터링을 제공하는데에 효과적으로 이용될 수 있는바, 이에 의해, 전자 도메인 및/또는 광 도메인에서 제공되는 필터들에 관한 제한 사항들을 완화시킬 수 있다. 일반적으로, 신호 생성기(118) 및 수신 신호처리 구성요소(166)에 관하여 묘사된 동작들중 많은 부분은, 프로세싱, 구성요소의 품질, 비용 및 또 다른 요구사항에 의존하여, 아날로그 도메인 또는 디지털 도메인중 어느 하나에서 수행될 수 있다.
- [0091] 따라서, 시스템(100)에서 묘사된 바와같이, 아날로그 도메인과 디지털 도메인 사이에서 프로세싱 태스크를 특정하게 나누는 것은, 단지 예시적인 것으로 이해되어야 하며, 해당 기술분야의 당업자라면 이와 관련하여 많은 변형예들이 가능함을 능히 이해할 것이다.
- [0092] 도9는 등화가 없는 경우에, DFT(164)의 출력에서 나타나는 수신된 데이터 심볼들의 예시적인 배열 패턴(constellation pattern)(900)을 도시한 것이다. 상기 배열의 포인트들(902)은, 원의 주위에서 균일하게 분포되어 있는바, 이는 송신 데이터 심볼들의 위상(phase)에 대한 광섬유 링크(104)의 색분산의 효과를 명확하게 나타내고 있다. 상기 시스템(100)의 광 구성요소 및 전자 구성요소에 의해 야기되는 진폭 잡음의 영향 역시, 상기 배열 패턴(900)에 명백히 나타나 있다. 색분산으로 인해 야기된 위상 천이(phase shift)의 결과로서, 상기 배열 패턴(900)을 구성하는 수신 데이터 심볼들로부터, 송신 데이터 심볼들을 복원하는 것이 불가능함은 명백하다.
- [0093] 시뮬레이션된 시스템은 알려진 데이터를 갖는 하나의 블록을 이용하여 트레이닝되었다. 상기 트레이닝 데이터에 근거하여, 등화기 맹크(168)는 수신 심볼 각각에, 원래의 송신 심볼 값을 복원하기 위해 요구되는 적절한 위상 천이를 적용하도록 구성되었다. 일단, 상기 등화기 맹크(168)가 이러한 방식으로 구성되면, 추가 데이터 블록들이 상기 시스템(100)을 통해서 전송되며, 동일한 등화 기법이 수신장치(110) 내에서 적용된다. 도10은 결과적인 배열 패턴(1000)을 도시한 것으로, 여기에서는 4개의 전혀 다른 배열 포인트들(1002, 1004, 1006, 1008)이 명백히 구별가능하며, 이는 송신 데이터 심볼들에 대한 복원이 이제는 가능함을 의미한다. 따라서, 상기 예시적인 시스템(100)은, 광 주파수 도메인에서 광 캐리어 및 실질적으로 오직 하나의 정보-포함 광 측파대를 포함하고 있는 광 신호의 전송과 함께 적절한 신호처리를 이용함으로써, 매우 큰 레벨의 색분산의 효과를 전자 도메인(electronic domain)에서 실질적으로 완화할 수 있다.
- [0094] 또한, 상기 등화된 배열 패턴(1000)은, 상대적으로 높은 신호대잡음비(SNR)를 갖는 신호를 표시하는 것으로 보여지며 따라서, 상기 예시적인 시스템에서는 더 큰 전송 용량(transmission capacity)을 얻기 위하여, 더 높은 차수의 QAM 매핑(예를 들면, 16-QAM)이 실제로 채용될 수 있다는 점을 유의해야 한다.
- [0095] 앞서 설명된 바와같이, 신호 생성기(118)로부터의 시간-가변 출력을 광 소스(138)에 적용하기 위해서, 다양한 광 변조 포맷들이 이용될 수도 있다. 예를 들면, 적용가능한 변조 포맷들은, 세기 변조 및 위상 변조를 포함한다. 더 나아가, 임의의 선택된 변조 포맷에 대응하여, 다양한 유형들의 외부 변조기(140)가 이용될 수도 있다. 예를 들면, 마하-젠크(Mach-Zehnder) 또는 전자-흡수(electro-absorption) 유형의 변조기를 이용하여 세기 변조가 적용될 수도 있으며, 변조의 선형성을 개선하기 위해서, 해당 기술분야에서 알려져 있는 선형화 기법들이 이용되거나 또는 이용되지 않을 수도 있다. 또한, 변조 깊이는, 신호 생성기(118)의 시간-가변 신호 출력을 광 소스(138)에 적용함에 있어서, 변화할 수도 있는 추가 파라미터이다. 다른 모든 파라미터들 중에서, 변조 포맷과 변조 깊이의 선택은, 전송 파워 효율 및/또는 수신된 신호의 품질에 영향을 미칠 수 있다.
- [0096] 도11은 시뮬레이션 결과를 도시한 그래프(1100)로서, 광 캐리어와 정보 포함 광 측파대 사이에서 광 에너지의 선택된 분할이, 신호 품질에 어떠한 방식으로 영향을 미치는지를 나타낸 것이다. 특히, 상기 시뮬레이션은, 상

이한 유형의 3개의 변조기, 상이한 레벨의 5개의 변조 깊이를 이용하여 수행되었다. 또한, 각각의 케이스에서는 가변하는 감쇠가 광 캐리어에 적용되었는바, 이는 광 캐리어와 정보 포함 광 측파대 사이에서 에너지 분배를 조절하기 위함이다. 따라서, 상기 그래프(1100)에서 각각의 커브 상의 각각의 포인트들은, 선택된 유형의 변조기, 선택된 변조 깊이, 및 선택된 캐리어 감쇠 레벨을 이용하는 하나의 시뮬레이션 런(run)에 대응한다. 각각의 케이스에서, 신호의 Q 값이 계산된다. 상기 시뮬레이션에서는, QAM 매핑이 이용되며, 그리고 적정한 결정 임계치들(decision thresholds)로의 샘플 값들의 평균 거리의 제곱을 QAM 신호의 대응 성분들의 분산(variance)으로 나눈 것과 같이, Q는 통상적인 방식으로 정의된다.

[0097] 그래프(1100)에 의해서 나타나는 시뮬레이션들은 세기 변조 및 위상 변조를 이용한다. 위상 변조의 경우에, 90도를 넘는 크기를 갖는 위상 천이는 클리핑되도록, 위상 변조기 드라이브(phase modulator drive)는 제한되었다. 2가지 유형의 마하-젠테 세기 변조기가 시뮬레이션되었는바, 선형화된 마하-젠테 변조기 및 선형화되지 않은 마하-젠테 변조기가 시뮬레이션되었다. 상기 2가지 케이스에 있어서, 상기 마하-젠테 변조기들로의 드라이브는, 0퍼센트에서 100퍼센트 전송 사이에서 제한되었다. 따라서, 모든 케이스들에서는, 변조기에 적용된 시간-가변 OFDM 신호의 양성(positive) 및 음성(negative) 피크들은, 높은 변조 깊이에서는 클리핑을 경험한다. 다양한 시뮬레이션 런들(runs)에서, 5 퍼센트, 10 퍼센트, 20 퍼센트 및 40 퍼센트의 변조 깊이가 이용되었다.

[0098] 그래프(1100)의 각각의 커브는, 적용된 변조 유형을 표시하도록 라벨링되었는바, PM은 위상 변조를 나타내고, MZI는 선형화가 없는 세기 변조를 나타내며, LMZI는 선형화가 있는 세기 변조를 나타낸다. 커브들 상의 심볼들은, 삽입된 부호설명과 같은 대응하는 변조 깊이를 나타낸다. X 축은 데시벨 단위의 캐리어 감쇠를 나타내며, 반면에 Y 축은 Q 값을 나타내는바, 이 역시 데시벨 단위이다.

[0099] 그래프(1100)의 커브들로부터 명백히 알 수 있는 바와같이, 변조 포맷과 변조 깊이의 각각의 조합에 대해서, 최대 신호 품질을 얻는 것이 가능한데, 이는 전송된 광 신호의 광 캐리어와 정보-포함 측파대 사이에서 최적의 광 에너지 분배를 제공하기 위해서, 적절한 캐리어 감쇠 레벨을 선택함으로써 가능해진다. 최적의 캐리어 감쇠 레벨은 각 커브의 국부 극대값(local maximum)에 대응한다. 시뮬레이션된 모든 변조기들의 고유의(inherent) 비선형 성질 때문에, 특히 큰 진폭의 입력들을 갖는 각각의 케이스에서 적용된 상기 클리핑(clipping) 때문에, 대체적으로는, 낮은 변조 깊이에서 더 우수한 신호 품질이 얻어진다는 점을 유의해야 한다. 또한, 15 dB 부근의 최대 Q값(시뮬레이션에서는 전송 경로의 증폭기 잡음에 기인하는 광 신호대잡음비(Optical SNR : OSNR)에 의해 제한됨)이, 시뮬레이션된 모든 변조 포맷들을 이용하여 얻어질 수 있다는 점도 유의해야 한다. 선형화된 MZI 변조기는, 30퍼센트 정도까지의 변조 깊이에서 이러한 최대 Q값을 유지할 수 있으며, 따라서 최적의 결과를 위해서 더 낮은 캐리어 감쇠 레벨이 적용되는 것을 가능케하며, 이에 의해 광 소스로부터 이용가능한 광 파워 출력을 보다 효율적으로 이용할 수 있게 한다. 비교해보면, 이들의 높은 비선형성 때문에, 약 10퍼센트 이상의 모든 변조 깊이들에서, (비선형화된) MZI 변조기 또는 위상 변조기중 어느 하나를 이용하여, 더 낮은 최대 Q값이 이용 가능하다. 특히, 비선형화된 MZI 변조기 및 위상 변조기의 성능은, 이러한 관점에서 매우 유사하다. 하지만, 마하-젠테 세기 변조기는, 본질적으로(inherently) 적어도 3dB의 광 소스 파워의 감쇠를 수반하지만, 반면에 원칙적으로는, 실질적으로 손실없는 위상 변조가 가능하다는 점을 유의해야 한다. 송신기에서 변조된 광 파워의 3 dB 증가는, 광 증폭이 없는 경우에는, 수신된 전기 신호의 6 dB 증가를 가져온다. 또한, 위상 변조기는 MZI 구조보다 레이저 송신기에 더 간단하게 통합될 수 있다.

[0100] 앞서 논의된 바로부터 명백한 바와같이, 본 발명의 상이한 실시예들에서는, 다양한 변조기, 변조 포맷들 및 변조 깊이를 적용하는 것이 가능하다. 시뮬레이션에 의해 시험된 예시적인 변조 일례들 각각은, 특정한 장점들 및 단점들을 제공하며, 그리고 특정 어플리케이션의 요구사항에 근거하여, 적절한 변조기가 선택될 수 있다. 어떤 한 변조 포맷이 선택되든지 간에, 전송된 광 파워 효율 및/또는 수신 신호의 품질을 최적화할 수 있다는 점이 중요한 점인데, 이는 광 신호에서 전체 에너지의 최적 분배를 얻기 위하여, 광 캐리어 및/또는 정보-포함 광 측파대의 에너지를 적절히 제어(또는 조절)함으로써, 가능하다.

[0101] 앞서 설명된 내용에 따르면, 본 발명의 많은 변형예들이 가능하다는 점과 본 발명은 본 명세서에서 설명된 특정한 실시예들에 제한되지 않는다는 점은, 해당 기술분야의 당업자들에게는 자명할 것이다. 또한, 본 발명의 범위는 첨부된 청구항들에 의해 정의된다.

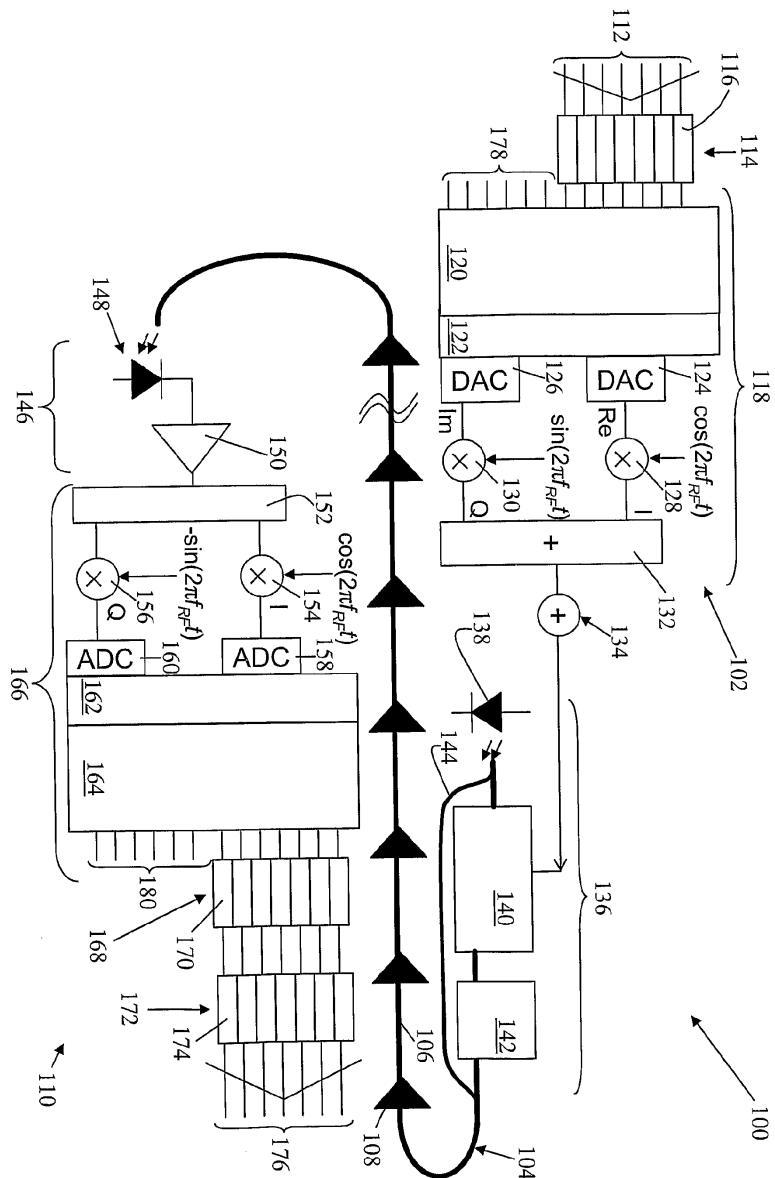
도면의 간단한 설명

[0047] 본 발명의 바람직한 실시예들은 첨부된 도면들을 참조하여 설명될 것이다.

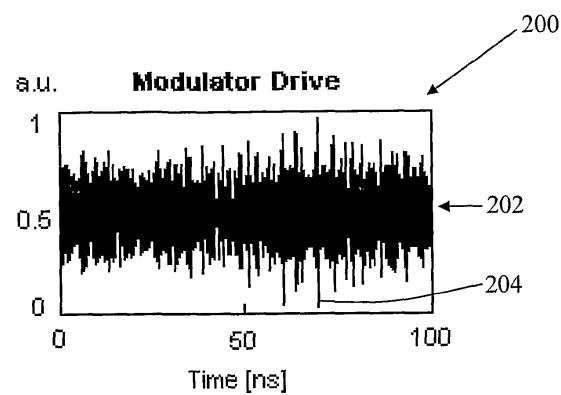
- [0048] 도1은 본 발명의 일실시예에 따라, 분산형 단일-모드 광섬유의 장거리 구간(long span) 상에서 디지털 정보를 통신하는 시스템을 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0049] 도2는 도1에 도시된 시스템의 송신기내에서 생성된 송신기 변조기 구동 파형의 일례를 도시한 것이다.
- [0050] 도3은 도2의 구동 파형의 예시적인 스펙트럼을 도시한 것이다.
- [0051] 도4는 도1에 도시된 시스템의 광 변조기 출력에서 광 스펙트럼의 일례를 도시한 것이다.
- [0052] 도5는 도1에 도시된 시스템에 대한 특정한 일실시예에 따른 광 측파대 필터의 출력에서 광 스펙트럼의 일례를 도시한 것이다.
- [0053] 도6은 도1의 시스템의 단일 모드 광섬유 스팬 내의 광 증폭기 출력에서 광 스펙트럼의 일례를 도시한 것이다.
- [0054] 도7은 도1의 시스템에 대한 또 다른 실시예에서 대안적인 광 측파대 필터의 출력에서 광 스펙트럼의 일례를 도시한 것이다.
- [0055] 도8은 도1에 도시된 시스템의 광-검출기의 출력에서 예시적인 RF 스펙트럼을 도시한 것이다.
- [0056] 도9는 도1에 도시된 시스템의 수신기 내에서 생성된 등화되지 않은 출력 배열(constellation) 패턴의 일례를 도시한 것이다.
- [0057] 도10은 도1에 도시된 시스템의 수신기 내에서 생성된 등화된 출력 배열(constellation) 패턴의 일례를 도시한 것이다.
- [0058] 도11은 상이한 변조 포맷들 및 변조 깊이들에 대해서 캐리어 감쇠의 최적화를 나타내는 시뮬레이션 결과에 대한 그래프이다.

도면

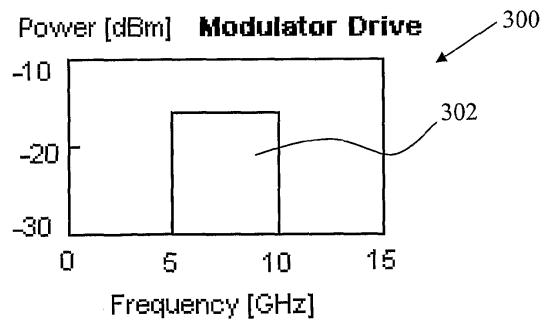
도면1



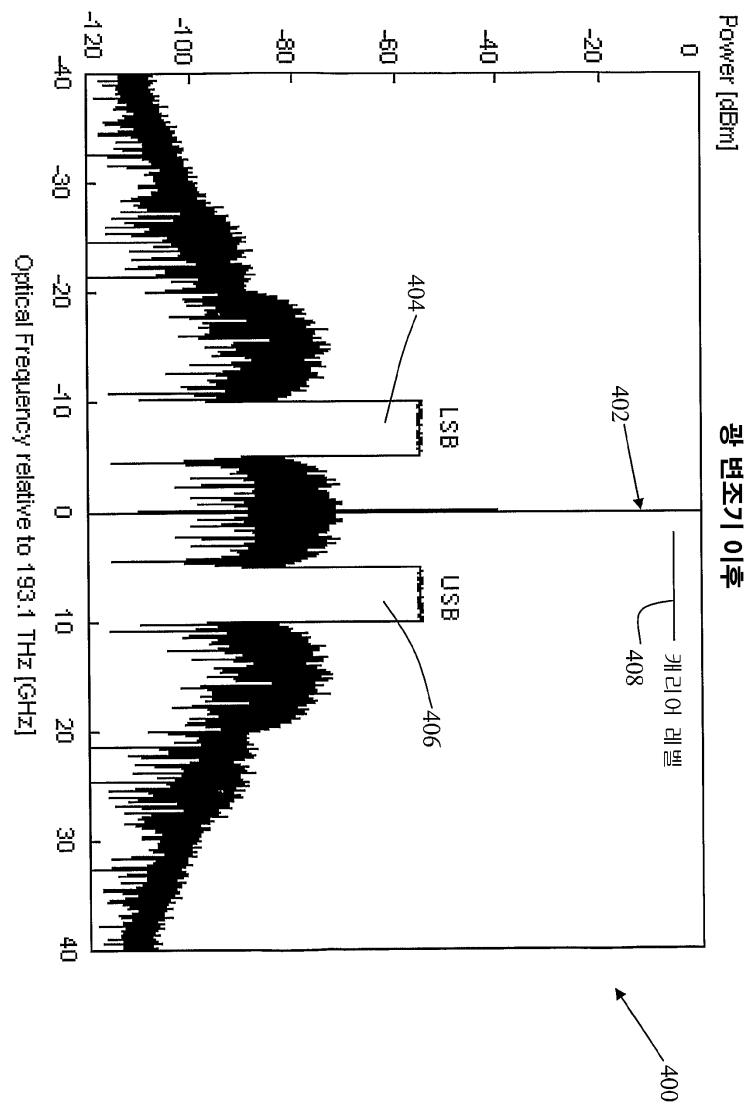
도면2



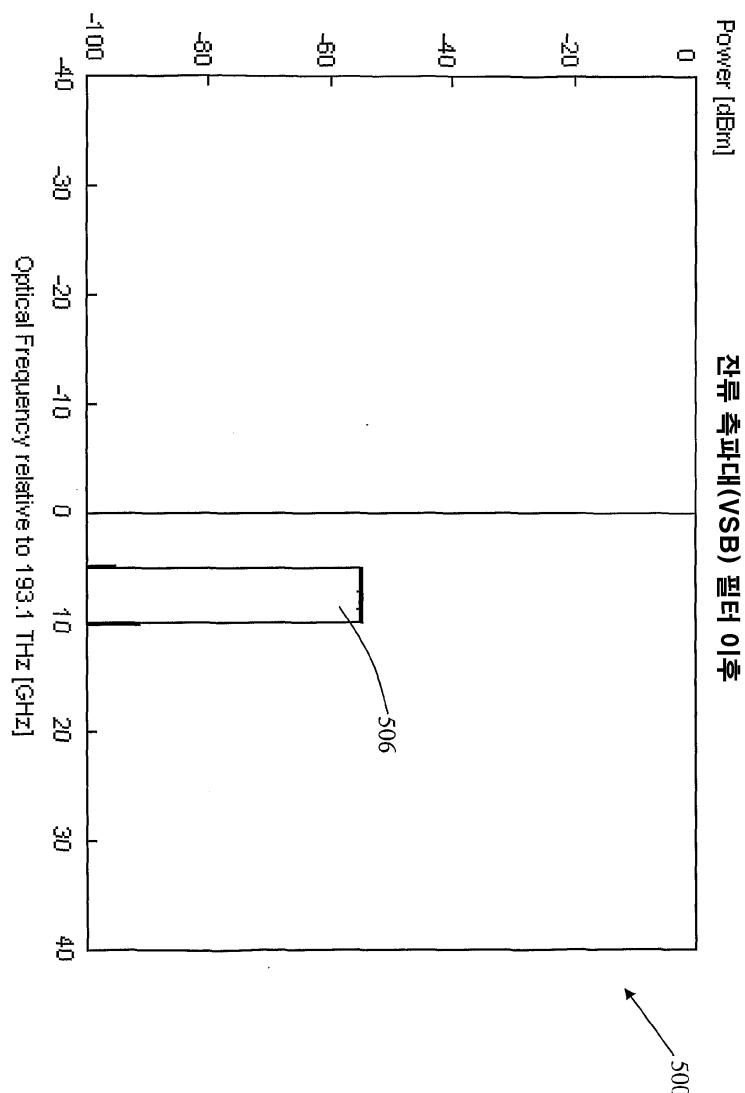
도면3



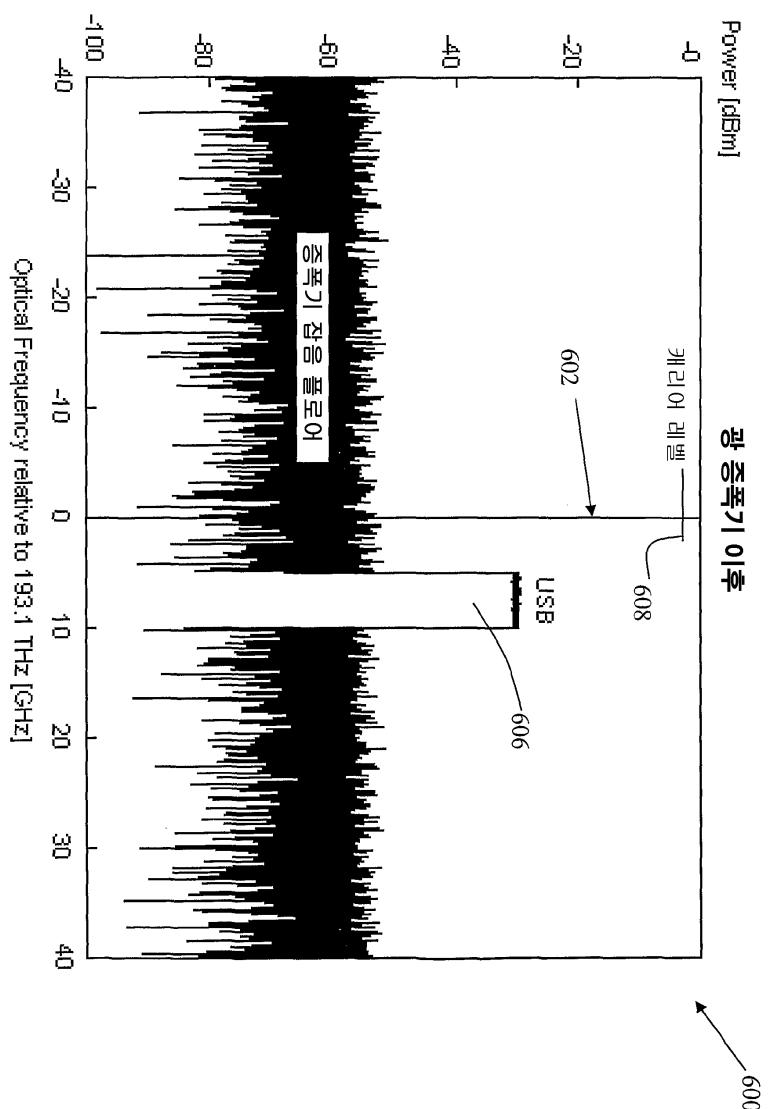
도면4



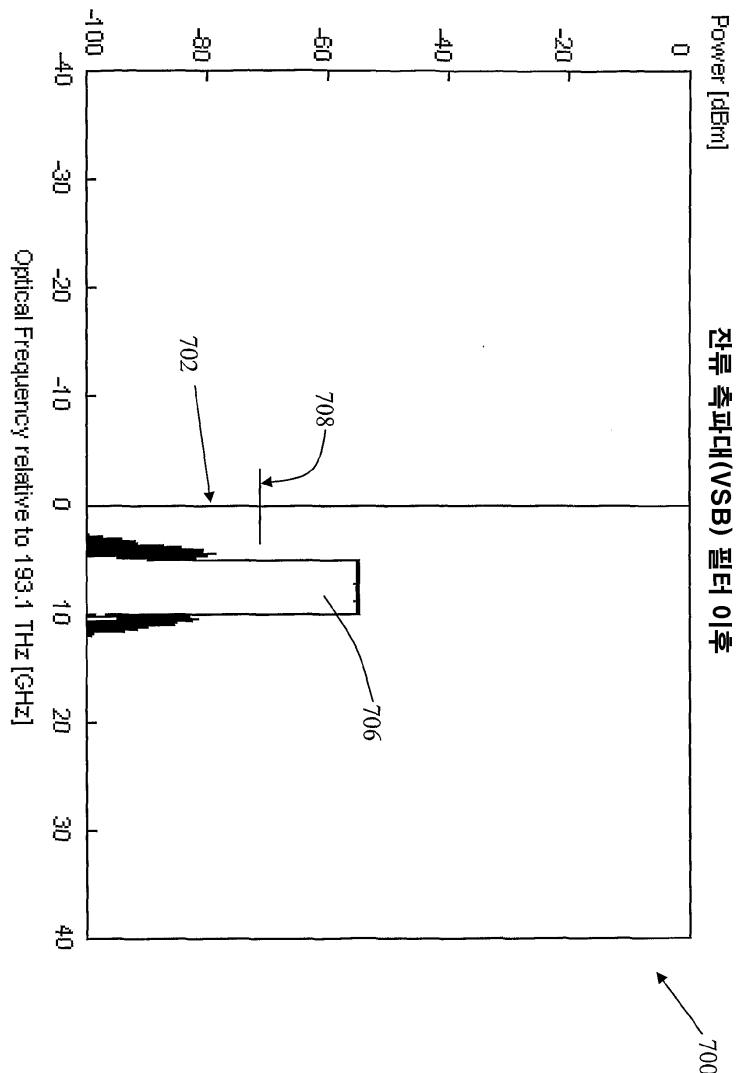
도면5



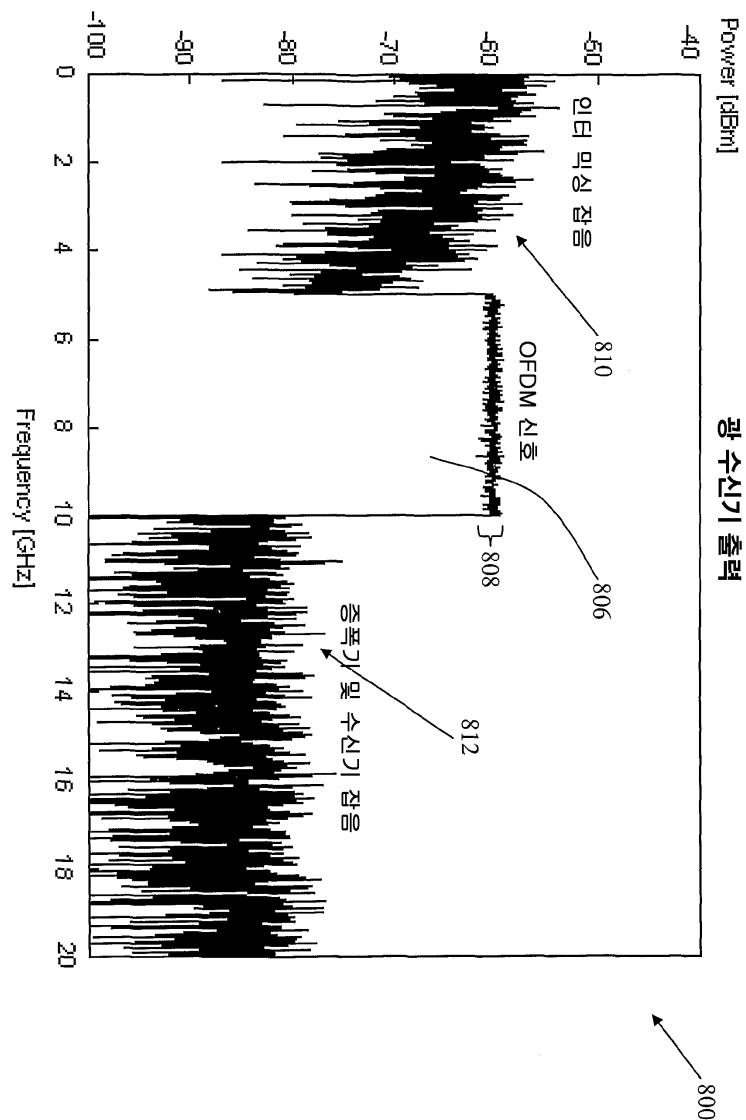
도면6



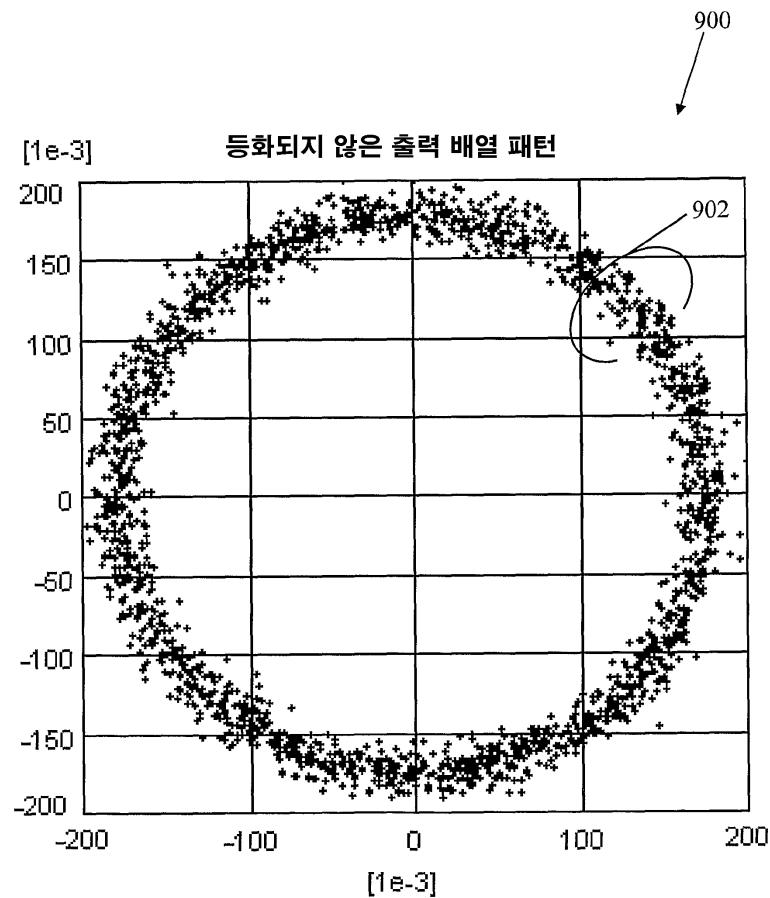
도면7



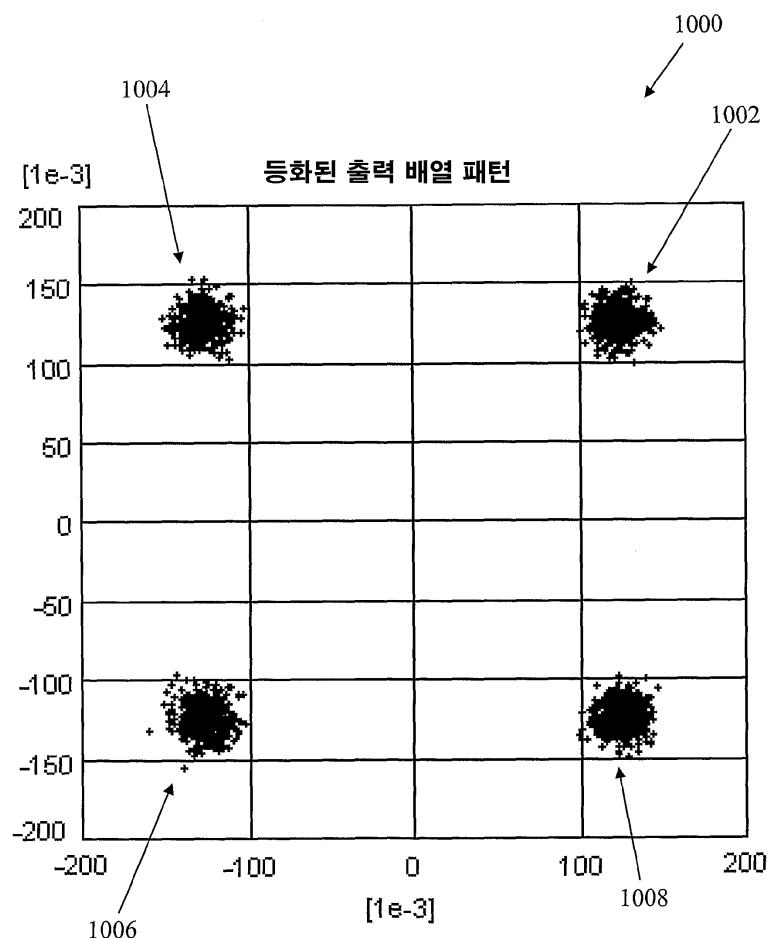
도면8



도면9



도면10



도면11

