



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2019년03월25일
 (11) 등록번호 10-1962003
 (24) 등록일자 2019년03월19일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
 H04B 10/116 (2013.01) H04B 10/54 (2013.01)
 H04B 10/61 (2013.01)
 (52) CPC특허분류
 H04B 10/116 (2013.01)
 H04B 10/541 (2013.01)
 (21) 출원번호 10-2017-0017528
 (22) 출원일자 2017년02월08일
 심사청구일자 2017년02월08일
 (65) 공개번호 10-2018-0092136
 (43) 공개일자 2018년08월17일
 (56) 선행기술조사문헌
 KR101068219 B1*
 KR1020110035717 A*
 KR1020150050094 A*
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
 세종대학교산학협력단
 서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
 (72) 발명자
 김형석
 서울특별시 광진구
 무하마드 타비쉬 니하즈
 서울특별시 광진구 능동로 209 세종대학교
 (74) 대리인
 김현승, 홍석철

전체 청구항 수 : 총 13 항

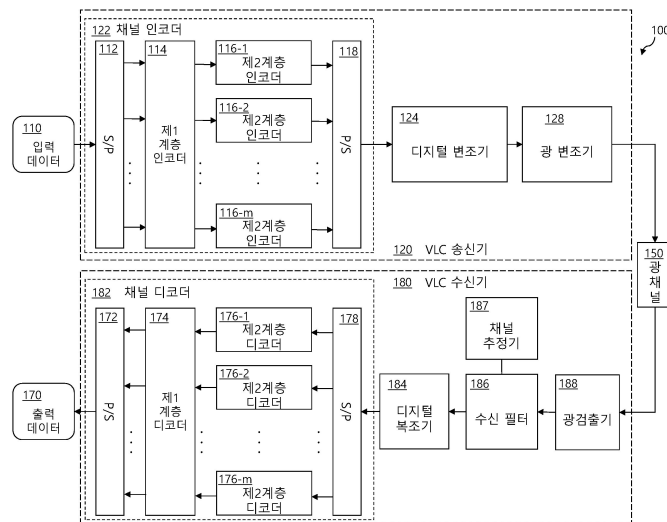
심사관 : 장진환

(54) 발명의 명칭 가시광 통신을 위한 장치, 방법 및 시스템

(57) 요약

가시광 통신 장치가 제공된다. 본 발명의 실시예에 따른 가시광 통신 장치는 디지털 변조된 신호를 전달하는 가시광 신호를 수신하고 상기 가시광 신호를 전기 신호로 변환하는 광검출기; 상기 전기 신호를 버터워스(Butterworth) 필터 및 전최소자승(Total Least Squares: TLS) 추정기로써 필터링하여 필터 출력을 제공하는 수신 필터; 및 상기 필터 출력으로부터 디지털 심볼을 추출하는 디지털 복조기를 포함한다.

대표도



(52) CPC특허분류

H04B 10/616 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 NRF-2016R1A2B4008457

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 한국연구재단

연구사업명 중견연구지원사업

연구과제명 압축센싱과 자원할당기술 기반의 저전력 고효율 가시광통신시스템 연구개발

기 여 율 1/1

주관기관 세종대학교 산학협력단

연구기간 2016.06.01 ~ 2017.05.31

명세서

청구범위

청구항 1

가시광 통신 장치로서,

순방향 에러 정정(Forward Error Correction: FEC)을 위한 골레이(Golay) 코드를 2단(two-stage) 방식으로 사용하는 2단 FEC 방안에 따라 인코딩된 디지털 데이터로써 변조된 신호인 데이터 함유 신호를 전달하는 가시광 신호를 수신하고 상기 가시광 신호를 전기 신호로 변환하는 광검출기;

상기 전기 신호를 버터워스(Butterworth) 필터 및 전최소자승(Total Least Squares: TLS) 추정기로써 필터링하여 필터 출력을 제공하는 수신 필터;

상기 필터 출력으로부터 디지털 심볼을 추출하는 디지털 복조기; 및

상기 디지털 데이터의 복원을 위해 상기 디지털 심볼을 상기 2단 FEC 방안에 따라 디코딩하는 채널 디코더를 포함하되,

상기 수신 필터는 상기 TLS 추정기에 의한 상기 데이터 함유 신호의 추정을 위해 상기 버터워스 필터로써 상기 전기 신호를 처리하고, 상기 TLS 추정기를 사용하여, 상기 데이터 함유 신호의 추정치를 상기 TLS 추정기로의 상기 데이터 함유 신호의 전파를 위한 채널의 상태 정보 및 상기 TLS 추정기에서 수신된 상기 데이터 함유 신호에 기반하여 생성하고, 상기 추정치를 상기 필터 출력으로서 제공하는,

가시광 통신 장치.

청구항 2

삭제

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 데이터 함유 신호는 온-오프 키잉(On-Off Keying: OOK) 변조된 신호이고, 상기 디지털 복조기는 상기 필터 출력에 대해 OOK 복조를 수행하여 상기 디지털 심볼을 추출하는,

가시광 통신 장치.

청구항 4

삭제

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 추정치는

$$X_{tls} = -\frac{1}{v_{n+1,n+1}}V'$$

에 따라 생성되되, X_{tls} 는 상기 추정치이고, $v_{n+1,n+1}$ 은 행렬 C 의 특이값 분해에서의 우측 특이 행렬 V 의 열 벡터 중에서 C 의 최소 특이값에 대응하는 열 벡터의 최종 행의 원소이며, V' 는 상기 대응하는 열 벡터의 모든 나머지 원소로 된 열 벡터이고, C 는 A 및 b 의 열 방향 연결 행렬이며, A 는 상기 채널의 상기 상태 정보이고, b 는 상기 TLS 추정기에서 수신된 상기 데이터 함유 신호인,

가시광 통신 장치.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 수신 필터와 커플링되어, 상기 채널의 상태를 추정하여 상기 상태 정보로서 상기 TLS 추정기에 제공하는 채널 추정기를 더 포함하는,

가시광 통신 장치.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 TLS 추정기는 또한 상기 채널의 상기 상태 정보 및 상기 TLS 추정기에서 수신된 상기 데이터 함유 신호에 기반하여 상기 채널의 상기 상태 정보에 대한 피드백을 상기 채널 추정기에 제공하는,

가시광 통신 장치.

청구항 8

삭제

청구항 9

가시광 통신 방법으로서,

순방향 에러 정정(Forward Error Correction: FEC)을 위한 골레이 코드를 2단 방식으로 사용하는 2단 FEC 방안에 따라 인코딩된 디지털 데이터로써 변조된 신호인 데이터 함유 신호를 전달하는 가시광 신호를 전기 신호로 변환하는 단계;

TLS 추정기에 의한 상기 데이터 함유 신호의 추정을 위해 버티워스 필터로써 상기 전기 신호를 처리하는 단계;

상기 TLS 추정기를 사용하여, 상기 데이터 함유 신호의 추정치를 상기 TLS 추정기로의 상기 데이터 함유 신호의 전파를 위한 채널의 상태 정보 및 상기 TLS 추정기에서 수신된 상기 데이터 함유 신호에 기반하여 생성하고, 상기 추정치를 필터 출력으로서 제공하는 단계;

상기 필터 출력으로부터 디지털 심볼을 추출하는 단계; 및

상기 디지털 데이터의 복원을 위해 상기 디지털 심볼을 상기 2단 FEC 방안에 따라 디코딩하는 단계를 포함하는,

가시광 통신 방법.

청구항 10

삭제

청구항 11

제9항에 있어서,

상기 데이터 함유 신호는 OOK 변조된 신호이고, 상기 추출하는 단계는 상기 필터 출력에 대해 OOK 복조를 수행하여 상기 디지털 심볼을 추출하는 단계를 포함하는,

가시광 통신 방법.

청구항 12

삭제

청구항 13

제9항에 있어서,

상기 추정치는

$$X_{tls} = -\frac{1}{v_{n+1,n+1}}V'$$

에 따라 생성되며, X_{tls} 는 상기 추정치이고, $v_{n+1,n+1}$ 은 행렬 C 의 특이값 분해에서의 우측 특이 행렬 V 의 열 벡터 중에서 C 의 최소 특이값에 대응하는 열 벡터의 최종 행의 원소이며, V' 는 상기 대응하는 열 벡터의 모든 나머지 원소로 된 열 벡터이고, C 는 A 및 b 의 열 방향 연결 행렬이며, A 는 상기 채널의 상기 상태 정보이고, b 는 상기 TLS 추정기에서 수신된 상기 데이터 함유 신호인,

가시광 통신 방법.

청구항 14

제9항에 있어서,

상기 채널의 상태를 추정하여 상기 상태 정보로서 상기 TLS 추정기에 제공하는 단계를 더 포함하는,

가시광 통신 방법.

청구항 15

제14항에 있어서,

상기 추정치의 생성과 더불어, 상기 채널의 상기 상태 정보 및 상기 TLS 추정기에서 수신된 상기 데이터 함유 신호에 기반하여 상기 채널의 상기 상태 정보에 대한 피드백을 생성하는 단계를 더 포함하는,

가시광 통신 방법.

청구항 16

가시광 통신 시스템으로서,

가시광 통신 송신기; 및

가시광 통신 수신기를 포함하되,

상기 가시광 통신 송신기는

순방향 에러 정정(Forward Error Correction: FEC)을 위한 골레이 코드를 2단 방식으로 사용하는 2단 FEC 방안에 따라 디지털 데이터를 인코딩하는 채널 인코더;

상기 인코딩된 디지털 데이터로써 변조된 신호인 데이터 함유 신호를 생성하는 디지털 변조기; 및

상기 데이터 함유 신호로써 가시광을 변조하는 광 변조기를 포함하고,

상기 가시광 통신 수신기는

상기 변조된 가시광을 수신하여 전기 신호로 변환하는 광검출기;

상기 전기 신호를 버터워스 필터 및 TLS 추정기로서 필터링하여 필터 출력을 제공하는 수신 필터;

상기 필터 출력으로부터 디지털 심볼을 추출하는 디지털 복조기; 및

상기 디지털 데이터의 복원을 위해 상기 디지털 심볼을 상기 2단 FEC 방안에 따라 디코딩하는 채널 디코더를 포함하되,

상기 수신 필터는 상기 TLS 추정기에 의한 상기 데이터 함유 신호의 추정을 위해 상기 버터워스 필터로써 상기 전기 신호를 처리하고, 상기 TLS 추정기를 사용하여, 상기 데이터 함유 신호의 추정치를 상기 TLS 추정기로의 상기 데이터 함유 신호의 전파를 위한 채널의 상태 정보 및 상기 TLS 추정기에서 수신된 상기 데이터 함유 신호에 기반하여 생성하고, 상기 추정치를 상기 필터 출력으로서 제공하는,

가시광 통신 시스템.

청구항 17

제16항에 있어서,

상기 가시광 통신 송신기는 상기 가시광을 발산하는 광원을 더 포함하되, 상기 가시광은 460nm 내지 520nm의 파장을 갖는 청색광 대역에서 발산되는,

가시광 통신 시스템.

청구항 18

제16항에 있어서,

상기 가시광 통신 수신기는 상기 광검출기 상에 배치된 집광기를 더 포함하되, 상기 집광기는 반구형인,

가시광 통신 시스템.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명의 실시예는 가시광 통신(Visible Light Communication: VLC)을 위한 장치, 방법 및 시스템에 관련된다.

배경 기술

[0002] 새로운 광학 무선 기술인 가시광 통신(Visible Light Communication: VLC)의 발전이 최근 수년간 목도되었다. 발광 다이오드(Light Emitting Diode: LED) 기반 기술은 조명에 적합하면서도 매우 높은 데이터 레이트(data rate)의 통신을 가능하게 하는바, 특히 실내 환경에서의 무선 통신 시스템의 새로운 활로를 열었다. 모바일 통신 기술이 이른바 5세대(5G) 무선 통신을 향해 가면서, 가령 제한된 데이터 레이트 또는 주파수 스펙트럼 대역의 가용성과 관련하여 많은 난제에 직면하고 있다. VLC는 이러한 난제 중 몇몇에 대한 해결안을 제공할 수 있다. VLC는 고 대역폭(high bandwidth), 전자기 간섭으로부터의 자유, 인체 친화적인 특성, 그리고 매우 고도한 보안(security) 및 프라이버시(privacy) 등등이 그 두드러진 특징이다.

[0003] 비행기, 병원, 수중 통신, 실내 통신 및 내비게이션(navigation), 그리고 차량 대 차량(vehicle to vehicle) 통신 등등에 VLC를 적용하려는 연구가 다수 있었다. 특히, 컴퓨터와 모바일 디바이스의 수가 늘어나고 광대역 애플리케이션이 증가하면서 고속의 실내 액세스 네트워크(indoor access network)의 필요성이 대두되었다. VLC는 실내 무선 액세스 네트워크를 구현할 기반 기술 중 강력한 후보이다. 이전에 적외선(InfraRed: IR) 통신을 실내 통신에 적용하려는 시도가 많았으나 보건의 안전성에 문제가 있었다. 조명용으로 LED 전등이 엄청난 성공을 거두면서, 가시광을 사용하여 데이터를 송수신하는 VLC가 좀 더 인체 친화적인 기술로서 각광을 받기 시작했다. IR 통신은 임의의 따뜻한 대상체(object), 예를 들어 광원(light source), 인체 또는 가구(furniture)에서 방사(radiation)가 비롯될 수 있는데, 이는 IR 스펙트럼 내의 열을 방사하여 간섭(interference)과 교란(disturbance)을 야기할 수 있다. 그러나, 가시광 스펙트럼은 이런 현상에 따른 악영향이 상대적으로 덜하다.

[0004] 다른 통신 시스템과 마찬가지로, VLC 시스템의 구현에서도 복잡도 및 비용은 중요한 실제적인 고려사항이다. 그런데, VLC 시스템을 포함하여, 통상적인 통신 시스템의 수신기에서 최적 필터로서 흔히 사용되는 정합 필터(matched filter)를 복잡도가 높고 이를 구현하는 데에 대략 \$7, 많게는 \$10의 단가도 들 수 있다. 따라서, VLC 시스템의 구현이 좀 더 간단하고 비용 효율적이면서도 (가령, 비트 에러 레이트(Bit Error Rate: BER), 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR) 등의 측면에서) 우수한 성능을 보장할 수 있는 기법이 필요하다. 나아가, 에너지 소모, 인공광(artificial light) 간섭, 노드 재배치(node relocation), 갯가지 채널 왜곡 등등에도 강인한 VLC 시스템을 구현하는 것이 바람직하다. 이를 위하여, VLC 시스템에 적합한 송신 대역의 선택, 각종 향상된 신호 처리(가령 코딩(coding), 변조, 필터링(filtering) 등등), 또 실제 환경의 채널을 고려한 효과적인 시스템 구성(가령, 송신기와 수신기 간의 거리 및 각도, 수신기 측의 렌즈와 같은 집광기(concentrator)의 형태)이 필요하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0005] 본 발명의 실시예는 실제적인 운영 환경(가령, 실내 환경)에서 사용하기에 적합한 개선된 VLC 장치, 방법 및 시스템을 제공한다.
- [0006] 본 발명의 실시예에 따르면, 상대적으로 복잡도가 낮고 구현에 비용이 덜 들면서도 실제 운영 환경에 효과적으로 적용 가능한 VLC 기법을 제공한다.

과제의 해결 수단

- [0007] 본 발명의 일 양태에 있어서, 본 발명의 실시예에 따른 가시광 통신 장치는: 디지털 변조된 신호를 전달하는 가시광 신호를 수신하고 상기 가시광 신호를 전기 신호로 변환하는 광검출기; 상기 전기 신호를 버터워스(Butterworth) 필터 및 전최소자승(Total Least Squares: TLS) 추정기로써 필터링하여 필터 출력을 제공하는 수신 필터; 및 상기 필터 출력으로부터 디지털 심볼을 추출하는 디지털 복조기를 포함한다.
- [0008] 상기 디지털 변조된 신호는 2단(two-stage) 순방향 에러 정정(Forward Error Correction: FEC) 방안에 따라 인코딩된 디지털 데이터로써 변조된 신호일 수 있되, 상기 가시광 통신 장치는 상기 디지털 데이터의 복원을 위해 상기 디지털 심볼을 상기 2단 FEC 방안에 따라 디코딩하는 채널 디코더를 더 포함할 수 있다.
- [0009] 상기 디지털 변조된 신호는 온-오프 키잉(On-Off Keying: OOK) 변조된 신호일 수 있고, 상기 디지털 복조기는 상기 필터 출력에 대해 OOK 복조를 수행하여 상기 디지털 심볼을 추출할 수 있다.
- [0010] 상기 수신 필터는 상기 TLS 추정기를 사용하여 데이터 함유 신호의 추정치를 제공할 수 있되, 상기 추정치는 상기 TLS 추정기로의 상기 데이터 함유 신호의 전파를 위한 채널의 상태 정보 및 상기 TLS 추정기에서 수신된 신호에 기반하여 생성될 수 있다.

[0011] 상기 추정치는
$$X_{tls} = -\frac{1}{v_{n+1,n+1}}V'$$
에 따라 생성될 수 있되, 여기서 X_{tls} 는 상기 추정치이고, $v_{n+1,n+1}$ 은 행렬 C 의 특이값 분해에서의 우측 특이 행렬 V 의 열 벡터 중에서 C 의 최소 특이값에 대응하는 열 벡터의 최종 행의 원소이며, V' 는 상기 대응하는 열 벡터의 모든 나머지 원소로 된 열 벡터이고, C 는 A 및 b 의 열 방향 연결 행렬이며, A 는 상기 채널의 상기 상태 정보이고, b 는 상기 수신된 신호이다.

- [0012] 상기 가시광 통신 장치는 상기 수신 필터와 커플링되어, 상기 채널의 상태를 추정하여 상기 상태 정보로서 상기 TLS 추정기에 제공하는 채널 추정기를 더 포함할 수 있다.
- [0013] 상기 TLS 추정기는 또한 상기 채널의 상기 상태 정보 및 상기 수신된 신호에 기반하여 상기 채널의 상기 상태 정보에 대한 피드백을 상기 채널 추정기에 제공할 수 있다.
- [0014] 상기 버터워스 필터는 상기 전기 신호를 처리하여 상기 TLS 추정기에 의한 상기 디지털 변조된 신호의 추정을 위한 필터링된 신호를 제공할 수 있다.
- [0015] 본 발명의 다른 양태에 있어서, 가시광 통신 방법은: 데이터 함유 신호를 전달하는 가시광 신호를 전기 신호로 변환하는 단계; 상기 전기 신호를 수신하여 수신 필터를 통과시키는 단계; 및 상기 수신 필터에 의해 출력된 필터링된 신호를 디지털 심볼로 복조하는 단계를 포함하되, 상기 수신 필터는 버터워스 필터 및 TLS 추정기를 포함한다.
- [0016] 상기 데이터 함유 신호는 2단 FEC 방안에 따라 인코딩된 디지털 데이터로써 변조된 신호일 수 있되, 상기 가시광 통신 방법은 상기 디지털 데이터의 복원을 위해 상기 디지털 심볼을 상기 2단 FEC 방안에 따라 디코딩하는 단계를 더 포함할 수 있다.
- [0017] 상기 디지털 변조된 신호는 OOK 변조된 신호일 수 있고, 상기 복조하는 단계는 상기 필터링된 신호에 대해 OOK 복조를 수행하여 상기 디지털 심볼을 추출하는 단계를 포함할 수 있다.
- [0018] 상기 통과시키는 단계는 상기 TLS 추정기를 사용하여 상기 데이터 함유 신호의 추정치를 제공하는 단계를 포함할 수 있되, 상기 추정치는 상기 TLS 추정기로의 상기 데이터 함유 신호의 전파를 위한 채널의 상태 정보 및 상기 TLS 추정기에서 수신된 신호에 기반하여 생성될 수 있다.

[0019] $X_{tls} = -\frac{1}{v_{n+1,n+1}}V'$ 에 따라 생성될 수 있되, X_{tls} 는 상기 추정치이고, $v_{n+1,n+1}$ 은 행렬 C 의 특이값 분해에서의 우측 특이 행렬 V 의 열 벡터 중에서 C 의 최소 특이값에 대응하는 열 벡터의 최종 행의 원소이며, V' 는 상기 대응하는 열 벡터의 모든 나머지 원소로 된 열 벡터이고, C 는 A 및 b 의 열 방향 연결 행렬이며, A 는 상기 채널의 상기 상태 정보이고, b 는 상기 수신된 신호이다.

[0020] 상기 가시광 통신 방법은 상기 채널의 상태를 추정하여 상기 상태 정보로서 상기 TLS 추정기에 제공하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[0021] 상기 가시광 통신 방법은 상기 추정치의 생성과 더불어, 상기 채널의 상기 상태 정보 및 상기 수신된 신호에 기반하여 상기 채널의 상기 상태 정보에 대한 피드백을 생성하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[0022] 상기 통과시키는 단계는 상기 버터워스 필터로써 상기 전기 신호를 처리하여 상기 TLS 추정기에 의한 상기 데이터 함유 신호의 추정을 위한 필터링된 신호를 제공하는 단계를 포함할 수 있다.

[0023] 본 발명의 또 다른 양태에 있어서, 가시광 통신 시스템은: 가시광 통신 송신기; 및 가시광 통신 수신기를 포함하되, 상기 가시광 통신 송신기는: 디지털 데이터를 2단 FEC 방안에 따라 인코딩하는 채널 인코더; 상기 인코딩된 디지털 데이터로써 변조된 신호를 생성하는 디지털 변조기; 및 상기 변조된 신호로써 가시광을 변조하는 광 변조기를 포함하고, 상기 가시광 통신 수신기는: 상기 변조된 가시광 신호를 수신하여 전기 신호로 변환하는 광 검출기; 상기 전기 신호를 버터워스 필터 및 TLS 추정기로써 필터링하여 필터 출력을 제공하는 수신 필터; 상기 필터 출력으로부터 디지털 심볼을 추출하는 디지털 복조기; 및 상기 디지털 데이터의 복원을 위해 상기 디지털 심볼을 상기 2단 FEC 방안에 따라 디코딩하는 채널 디코더를 포함한다.

[0024] 상기 가시광 통신 송신기는 상기 가시광을 발산하는 광원을 더 포함할 수 있다. 상기 가시광은 460nm 내지 520nm의 파장을 갖는 청색광 대역에서 발산될 수 있다. 상기 가시광 통신 수신기는 상기 광검출기 상에 배치된 집광기를 더 포함할 수 있다. 상기 집광기는 반구형(hemisphere)일 수 있다.

발명의 효과

[0025] 본 발명의 실시예에 따른 개선된 VLC 시스템은 구현 비용이 낮고 신뢰성 높은 통신이 가능하다는 이점을 가진다. 또한, 본 발명의 실시예에 따르면, 실제 운영 환경에서의 사용을 위해, 적합한 수신 필터의 설계, 적합한 송신 대역의 선택, 적합한 파라미터(가령, 필터 차수, 채널 형태, 송신기와 수신기 간의 거리와 각도 등등)의 조정, 적합한 채널 코딩의 구현이 가능하다.

도면의 간단한 설명

- [0026] 도 1은 예시적인 VLC 시스템의 블록 다이어그램이다.
- 도 2는 예시적인 운영 환경 내의 다양한 광원의 스펙트럼 특성을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 3은 예시적인 VLC 시스템에 의해 수행되는 프로세스의 흐름도이다.
- 도 4는 예시적인 VLC 시스템의 성능을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 5는 예시적인 VLC 시스템의 성능을 설명하기 위한 다른 도면이다.
- 도 6은 예시적인 VLC 시스템의 성능을 설명하기 위한 또 다른 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0027] 본 발명은 여러 가지 실시예를 가질 수 있는바, 특정 실시예를 도면에 예시하고 상세한 설명에 상세하게 설명하고자 한다. 그러나, 이는 본 발명을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변형, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 또한, 본 발명의 다양한 양상을 불필요하게 모호하게 하지 않도록 공지 기술의 구체적인 설명은 생략될 수 있다.

[0028] 이하에서는, 첨부된 도면들을 참조하여 본 발명의 실시예를 상세히 설명한다.

[0029] 시스템 개요

[0030] 도 1은 몇몇 실시예에 따른 VLC 시스템의 블록 다이어그램이다. 도 1에 도시된 바와 같이, VLC 시스템(100)은 VLC 송신기(120) 및 VLC 수신기(180)를 포함한다. VLC 송신기(120)는 가시광 신호를 송신하도록 구성될 수 있다. 가시광 신호는 입력 디지털 데이터(110)의 전송을 위해 사용될 수 있다. 다시 말해, 가시광 신호는 데이터 함유(data-bearing) 신호, 더욱 구체적으로는 데이터 함유 광 신호(optical signal)일 수 있다. 송신된 가시광 신호는 광 채널(optical channel)(이하에서 "광학 무선 채널"(optical wireless channel)로 지칭되기도 함)(150)을 통과하고 VLC 수신기(120)에 의해 수신될 수 있다. VLC 수신기(120)는 수신된 가시광 신호로부터 원래의 디지털 데이터(110)를 복원하여 출력 디지털 데이터(170)로서 제공하도록 구성될 수 있다.

[0031] 가시광 신호는 디지털 데이터(110)를 어떤 특정한 형태로 전달할 수 있다. 몇몇 실시예에서, 가시광 신호는 다른 데이터 함유 신호, 더욱 구체적으로는 데이터 함유 전기 신호(electrical signal), 예컨대 데이터(110)에 기반하여 디지털 변조된(digitally modulated) 신호를 전달할(carry) 수 있다. 예를 들어, 그러한 디지털 변조된 신호는 디지털 데이터(110)의 채널 인코딩된 표현(즉, 인코딩된 디지털 데이터)으로써 변조된 신호일 수 있다. 다른 예로서, 디지털 변조된 신호는 채널 인코딩 없이 원래의 디지털 데이터(110)로써 변조된 신호일 수 있다. 몇몇 실시예에서, 이러한 디지털 변조를 위해 온-오프 키잉(On-Off Keying: OOK)이 사용될 수 있다. OOK는 반송파(carrier wave)의 존재 또는 부재로 이진 심볼 "1" 또는 "0"을 나타낼 수 있는 단순한 형태의 진폭 편이 키잉(Amplitude Shift Keying: ASK) 변조 방안이다. OOK는 주어진 데이터 레이트(data rate)에 대해 이진 위상 편이 키잉(Binary Phase Shift Keying: BPSK)과 동일한 대역폭의 신호를 산출할 수 있고, 주파수 편이 키잉(Frequency Shift Keying: FSK)보다 비록 잡음(noise)에 더 민감하나 더 양호한 스펙트럼 효율성을 가질 수 있다고 알려져 있다. 설명의 단순성 및 명료성의 목적으로 OOK 변조로써 실시예가 기술되나, 본 개시의 범주는 이 점에 한정되지 않는다. 몇몇 실시예에서, 광 채널(150)을 통한 전송을 위해, 가시광이 데이터 함유 신호(가령, 디지털 변조된 신호)에 의해(가령, 강도 변조(Intensity Modulation: IM) 방안)에 따라 변조될 수 있다. 이러한 변조는 전기 신호를 광 신호로 변환하기 위한 방안이다(E2O(electrical-to-optical) 변환). 변조된 광 신호는 LED와 같은 광원으로부터 발산될 수 있다.

[0032] 가시광 신호는 광학 무선 채널(150)을 거쳐 송신될 수 있다. 수신된 가시광 신호는 광다이오드(PhotoDiode: PD)와 같은 O2E(optical-to-electrical) 변환기에 의해 전기 신호로 변환될 수 있다. VLC 시스템(100)이 구현되는 예시적인 환경에서, 가시광 송신을 위한 광학 대역(optical band)은 청색광 스펙트럼(blue light spectrum)의 적어도 일부이거나, 이를 포함할 수 있다(가령, 460nm 내지 520nm의 파장을 갖는 청색광 대역에서 가시광이 발산될 수 있음). 특히, 실내 환경에서의 가시광 통신에서, 이러한 대역은 자연광 및 인공광에 의한 간섭을 상대적으로 적게 겪을 수 있다. 이와 관련하여, 도 2를 참조하면 다음과 같은 점이 이해될 것인데, 여기서 도 2는 다양한 광원의 상대적인 방사 에너지를 나타내는 방사속(Radiant Power)(루멘당 10나노미터당 마이크로와트(microwatts/10nm/lumen)의 단위로 도시됨)을 파장(Wavelength)(나노미터(Nanometers)의 단위로 도시됨)에 대해 묘사한다. 우선, 한낮의 햇빛(Noon Sunlight)은 440nm부터 600nm까지의 범위 내에서 매우 강한 에너지를 가지고 그 범위에서 백색 LED(White LED) 광원과 간섭을 일으킬 가능성이 있으나, 실내 환경에서 그러한 간섭의 문제는 주요한 관심사는 아니다. 다음으로, 텅스텐 필라멘트(Tungsten filament) 램프와 같은 백열성(Incandescent) 광원은 400nm 내지 550nm의 범위에서 매우 작은 에너지를 가지지만, 백색 LED 광원과의 간섭도 매우 작을 것이다. 그리고, 바코드 레이저(Bar Code Laser)는 그 범위가 아닌 650nm의 파장 근방에서 스파이크(spike)를 가질 뿐이다. 나아가, 형광등(Fluorescent Lamp: FL) 또는 콤팩트 형광등(Compact Fluorescent Lamp: CFL)과 같은 형광성 광원은 440nm 미만의 파장, 520nm을 넘는 파장 등등에서 스파이크가 있지만, 460nm 내지 520nm의 파장 범위에서는 평평한(flat) 스펙트럼 반응을 보인다. 물론, 상업적으로 입수가 가능한 여러 LED도 각각 어느 정도 구별되는 스펙트럼 반응을 가질 수 있다. 그러한 차이는 각각의 LED가 상이한 특성을 가지는 것에 기인할 수 있다. 특히, 통상적인 조명(그리고 따라서 비용 효율적인 VLC 환경)에서 널리 쓰이는 2색성(dichromatic) LED는 백색광을 산출하기 위해 청색 LED의 표면을 상이한 폭의 황린(yellow phosphor)(가령, YAG(Yttrium Aluminium Garnet)의 변종) 층으로 덮는다. 여하간에, 이러한 황린 코팅은 LED의 커패시턴스(capacitance)를 증가시켜서 입력 전류에서의 충전 시간을 증가시키지만, 결국 광학적으로 변조된(optically modulated) 신호의 대역폭은 황린 층의 느린 시간 응답으로 인해 몇 MHz 정도로 작다. 이러한 결점 역시 가시광 스펙트럼의 청색광 부분(그리고 적합한 청색 대역 통과 필터(blue optical band-pass filter)를 수신기 측의 PD의 앞쪽에) 사용함으로써 완화될 수가 있다. 아울러, 그러한 청색 광학 필터의 그러한 사용은 형광성 또는 백열성 광원으로 인한 잡음의 효과를 억제하는 데에도 도움이 될 수 있다.

[0033] VLC 시스템(100)이 구현되는 예시적인 환경(가령, 실내 환경)에서, 빛은LOS(Line-Of-Sight) 채널 및 NLOS(Non-Line-Of-Sight) 채널 양자 모두 상에서 전파될 수 있다. 일반적으로, 그러한 VLC 환경은 장소에 특정한 방식

으로 (가령, 상당한 기간 동안 시불변(time-invariant)이라고 볼 수 있는) 채널을 구성할 수 있고, 그러한 구성을 되풀이해서 재현할 수도 있다. 따라서, 채널 손상(channel impairment)이나 에러(error)의 가능성이 처치하기 곤란할 정도로 아주 높지는 않다. 또한, LOS 및 NLOS 광 전파 양자 모두가 가능한바, PD와 같은 O2E 변환기에서의 수신 전력은 그렇지 않을 때보다 더 클 수 있다. 나아가, LOS 성분이 없는 경우에도 산란된(diffused) NLOS 성분을 사용하여 채널을 복원하고 통신을 계속하는 것이 가능하다. 가시광 신호는 채널을 거쳐 PD와 같은 O2E 변환기에서 잡음과 함께 수신될 것이다. 관측된 가시광에 포함된 잡음은 주로 산탄 잡음(shot noise)과 열 잡음(thermal noise)이다. 일반적으로, 전자는 VLC 환경 및 O2E 변환기에 의해, 그리고 후자는 수신기 측에서의 증폭 과정(가령, 사전 증폭 및 사후 증폭)에서 유발된다. 이 명세서에서 후술되듯이, 예를 들어, 이러한 채널 및 잡음은 수학식 17 내지 수학식 22에 주어진 바와 같이 모델링될 수 있고, 이에 따라 몇몇 실시예에 따른 VLC 시스템(100)의 성능이 평가될 수 있다.

[0034] 예시적인 시스템 구성

[0035] 다시 도 1을 참조하여, VLC 시스템(100)의 예시적인 구현이 제시된다. 아래에 기술된 시스템 구성은 한정적이지 않거나 예시적인 뿐임에 유의하여야 한다. 도시된 바와 같이, VLC 송신기(120)는 디지털 변조기(124) 및 광 변조기(128)를 포함하고, VLC 수신기(180)는 광검출기(photodetector)(188), 수신 필터(186) 및 디지털 복조기(184)를 포함한다. 추가적으로, 수신기(180)는 수신 필터(186)와 커플링된(coupled) 채널 추정기(187)를 더 포함할 수 있다. 채널 추정기(187)는 채널 상태 정보를 추정하여 수신 필터(186)에 제공할 수 있고, 추정된 채널 상태 정보에 대한 피드백(feedback)(가령, 채널 측정 에러에 대한 보상)을 수신 필터(186)로부터 수신할 수 있다. 나아가, VLC 시스템(100)은 송신된 신호가 다양한 채널 손상의 효과에 더 잘 견딜 수 있게 하기 위해 채널 코딩 방안을 채택할 수 있다. 이에 따라, VLC 송신기(120)는 채널 인코더(122)를 더 포함할 수 있고, VLC 수신기(120)는 채널 디코더(182)를 더 포함할 수 있다.

[0036] 몇몇 실시예에서, VLC 시스템(100)을 위한 채널 코딩은 디지털 데이터(110)에 용장성(redundancy)을 더하고 이로써 에러 정정을 가능하게 할 수 있다(순방향 에러 정정(Forward Error Correction: FEC) 방안). 예컨대, VLC 시스템(100)의 채널 코딩은 해밍(Hamming) 코드, BCH 코드, 리드-솔로몬(Reed-Solomon) 코드 및/또는 골레이(Golay) 코드와 같은 블록 코드(block code)를 사용할 수 있다. 추가적으로 또는 대안적으로, VLC 시스템(100)의 채널 코딩은 길쌈 코드(convolutional code)를 사용할 수 있다. 몇몇 경우에, 채널 코딩 방안은 다수의 FEC 코드를 다단(multi-stage) 방식으로 사용할 수 있다. 적합한 채널 코딩 방안의 선택은 코드 길이, 코드 레이트(code rate), 코딩 이득, 에러 정정 능력과 같은 성능, 구현 비용 등등에 달려 있을 수 있다.

[0037] 예컨대, 도 1에 도시된 바와 같이, 채널 인코더(122)는 디지털 데이터(110)를 2단(two-stage) FEC 방안에서 인코딩할 수 있다. 실시예에서, 채널 인코더(122)는 2개의 계층으로 된 인코더, 즉 제1 계층 인코더(114) 및 적어도 하나의 제2 계층 인코더(116-1, 116-2, ..., 116-m)(집합적으로 제2 계층 인코더(116)로 지칭될 수 있음)를 포함한다. 디지털 데이터(110)는 직렬-병렬(S/P(serial-to-parallel)) 변환기(112)에 입력된다. S/P 변환기(112)는 직렬로 입력된 디지털 데이터(110)를 병렬로 제1 계층 인코더(114)에 출력한다. 제1 계층 인코더(114)는 디지털 데이터(110)를 수신하는 것에 응답하여, 디지털 데이터(110)를 제1 FEC 방안에서 따른 코드워드(codeword)로 변환한다. 예컨대, 제1 계층 인코더(114)의 코드 레이트는 k/n 일 수 있다. 코드워드는 제1 계층 인코더(114)로부터 제2 계층 인코더(116)로 제공된다. 실시예에서, 제1 계층 인코더(114)는 제1 코드워드를 병렬로 출력할 수 있다. 다음으로, 각각의 제2 계층 인코더(116-1, 116-2, ..., 116-m)는 각자의 코드워드 부분을 수신하는 것에 응답하여, 그 코드워드 부분을 제2 FEC 방안에서 따라 인코딩한다. 예컨대, 각각의 제2 계층 인코더(116-1, 116-2, ..., 116-m)의 코드 레이트는 L/N 일 수 있다. 인코딩된 코드워드 부분은 병렬-직렬(P/S(parallel-to-serial)) 변환기(118)에 입력된 후 직렬 방식으로 출력되는데, 이 출력은 인코딩된 디지털 데이터로서 디지털 변조기(124)에 전달된다.

[0038] 디지털 변조기(124)는 디지털 심볼(가령, 인코딩된 디지털 데이터)로써 변조된 신호를 생성한다. 전술된 바와 같이, 몇몇 실시예에서, 디지털 변조기(124)는 OOK를 사용할 수 있다.

[0039] 광 변조기(128)는 디지털 변조된 신호(가령, OOK 변조된 신호)로써 가시광을 변조한다. 전술된 바와 같이, 몇몇 실시예에서, 광 변조기(128)는 IM을 사용할 수 있다. 몇몇 실시예에서, VLC 송신기(120)는 LED 광원(도시되지 않음)을 포함할 수 있고, 변조된 가시광은 광원을 통해 (가령, 청색광 대역 상에서) 발산될 수 있다.

[0040] 디지털 변조된 신호를 전달하는 가시광 신호는 광 채널(150)을 거쳐 광검출기(188)에 의해 수신된다. 광검출기(188)는 수신된 가시광 신호를 전기 신호로 변환한다. 이를 위하여, 광검출기(188)는 PD와 같은 O2E 변환기를 포함할 수 있다. 또한, 광검출기(188)의 PD 상에는 가시광의 수신을 원활하게 하기 위해 집광기(도시되지 않

음)가 배치될 수 있다. 몇몇 실시예에서, 광검출기(188)는 이러한 O2E 변환을 위해 직접 검출(Direct Detection: DD) 기법을 사용할 수 있다.

[0041] 수신 필터(186)는 버터워스(Butterworth) 필터 및/또는 전최소자승(Total Least Squares: TLS) 추정기를 포함한다. 몇몇 실시예에서, 수신 필터(186)는 광검출기(188)로부터 출력된 전기 신호를 버터워스(Butterworth) 필터 및 전최소자승(Total Least Squares: TLS) 추정기로써 필터링하여 필터 출력을 제공할 수 있다. 이하에서 예를 위해 수신 필터(186)의 구체적인 세부사항이 기술되나, 본 개시의 범주는 이 점에 한정되지 않는다.

[0042] 몇몇 실시예에서, 버터워스 필터는 임의의 적절한 필터 차수, 통과대역(passband), 정지대역(stopband) 등등을 갖도록 구성되어, 필터링된 전기 신호를 생성할 수 있다. 버터워스 필터의 전달 함수는 아래의 식과 같다.

수학식 1

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\frac{\omega}{\omega_c})^{2n}}$$

[0043]

[0044] 여기서 n 은 필터 차수이고, ω_c 는 차단 주파수(cut-off frequency)이며, ω 는 각주파수(angular frequency)이고, $|H(\omega)|$ 는 전달 함수이다. 버터워스 필터의 구성을 위하여, 시스템 성능, 필터 구현의 비용, 복잡도 등등이 고려될 수 있다. 몇몇 실시예에서, 수신 필터(186)의 버터워스 필터는 복잡도와 비용이 커지지 않도록 1에서 4까지의 범위 내의 차수를 가질 수 있다. 예로서, 수신 필터(186)는 1MHz의 통과대역 및 3.5MHz의 정지대역을 갖는 3차 버터워스 필터를 사용할 수 있다.

[0044]

[0045] 다음과 같은 측면에서 버터워스 필터는 여타의 보통 선호되는 디지털 필터보다 예시적인 VLC 시스템(100)에 적합할 수 있다. 우선, 버터워스 필터는 상당히 간단한 아키텍처를 가지며, 따라서 저비용으로 구현될 수 있다. 또한, 버터워스 필터는 통과대역에서 전반적으로 평평한 응답을 보이며, 정지대역에서는 리플(ripple)이 거의 없다. 이에 반해, 종래의 VLC 시스템에서 흔히 사용되는 정합 필터(Matched Filter: MF)는 계산상의 제한 및/또는 리소스 제한이 있는 환경에 활용되기 어렵고, 구현 비용 또한 만만치 않다(대체로, 버터워스 필터 기성품의 가격이 약 \$3인데 비해, MF의 가격은 개당 약 \$7이다). 또, 체비셰프(Chebyshev) 필터는 더 가파른 롤오프(roll-off)와 함께, 통과대역 내의 더 많은 리플(타입-I) 또는 정지대역 내의 더 많은 리플(타입-II)을 보인다. 타원(elliptical) 필터도 통과대역과 정지대역 내에 많은 리플이 있다. 가우시안(Gaussian) 필터와 베셀(Bessel) 필터는 대단히 평평한 군지연(group delay)을 가질 뿐, 위에 언급된 측면에서는 버터워스 필터에 못 미친다.

[0046] 또한, 수신 필터(186)는 송신된 데이터 함유 전기 신호, 가령 디지털 변조된 신호를 추정하는 데에 TLS 추정기를 사용할 수 있고, 데이터 함유 신호의 추정치(estimate)를 필터 출력으로서 제공할 수 있다. TLS 추정기는 TLS 추정기로의 데이터 함유 신호의 전파를 위한 채널의 상태 정보(가령, 고정적인 실내 환경에서 사전측정된 채널 정보 및/또는 또는 채널 추정기(187)에 의해 제공된 채널 정보) 및 TLS 추정기에서 수신된 데이터 함유 신호(가령, TSL 추정기에서의 사용을 위해 버터워스 필터에 의해 필터링되고 출력된 전기 신호)를 사용하여, 송신된 데이터 함유 신호를 추정할 수 있다. 이러한 추정은 수신된 데이터 함유 신호 및 채널 양자 모두의 관측/측정 에러를 고려하는 방식으로 수행된다. 예컨대, TLS 추정기는 수신된 데이터 함유 신호에서의 측정 에러뿐만 아니라 채널의 측정 에러에 기반하는 특정한 메트릭(metric)(가령, 행렬 놈(matrix norm))를 최소화하도록 위 추정을 수행할 수 있다. 예시적인 VLC 시스템(100)에서, 잡음으로 인한 에러는 물론, 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference: ISI), 캐리어간 간섭(Inter-Carrier Interference: ICI), 다른 간섭 등등으로 인한 에러가 발생할 수 있으므로, 이러한 에러가 꽤 있는 경우 TLS 추정기의 사용은 통상의 최소자승(Least Squares: LS) 추정기에 비해 전체적인 시스템 성능을 개선할 수가 있다. TLS 추정기로의 데이터 함유 신호의 전파는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

수학식 2

$$AX = b$$

[0047]

[0048] 여기서 X 는 추정될 데이터 함유 신호를 나타내고(가령, $n \times 1$ 벡터), A 는 데이터 함유 신호가 전파되는 채널의 측정된 상태 정보를 나타내고(가령, $m \times n$ 채널 행렬), b 는 수신된(다시 말해, 측정된) 데이터 함유 신호를 나타낸다. 주어진 채널 측정은 $A = (H + \tilde{H})$ 로 표현될 수 있는데, 여기서 H 는 채널의 "진정한" 상태를 나타내는 채널 행렬이고, \tilde{H} 는 채널의 측정 에러이다. 주어진 신호 측정은 $b = (Y + \tilde{Y})$ 로 표현될 수 있는데, 여기서 Y 는 전달된(즉, 의도된 "진정한") 데이터 함유 신호를 나타내고, \tilde{Y} 는 데이터 함유 신호의 측정 에러이다. 아래의 표에 주어진 표기법을 참조하여, 수신 필터(186)의 예시적인 TLS 추정 동작이 이제 더욱 상세히 기술된다.

표 1

표기	설명 (임의의 행렬 W 및 Z 에 대하여)
$[W; Z]$ 또는 $[W \ Z]$	W 및 Z 의 연접(concatenation)
$\mathcal{R}(W)$	W 의 치역(range)
$\ W\ _F$	W 의 프로베니우스 놈(Frobenius norm)
$trace(W)$	정방행렬 W 의 주대각선 원소의 합
W^H	W 의 켈레 전치(conjugate transpose)
$rank(W)$	W 의 랭크(rank)
w_i	W 의 i 번째 열 벡터(column vector)
w_{ij} 또는 $w_{i,j}$	W 의 i 번째 행, j 번째 열의 원소
$w(i:j, k)$	W 의 k 번째 열의 i 내지 j 번째 행으로 된 서브행렬
$W = diag(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_l)$	W 는 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_l$ 가 주대각선 원소인 대각행렬

[0049]

[0050] 위의 수학식을 참조하면, TLS 추정 문제는 아래의 식과 같이 표현될 수 있다.

수학식 3

$$\text{minimize: } \|[A; b] - [A_{tls}; b_{tls}]\|_F$$

[0051]

$$\text{subject to : } b_{tls} \in \mathcal{R}(A_{tls})$$

[0052]

행렬 W 의 프로베니우스 놈은 다음 식과 같음에 유의한다.

수학식 4

$$\|W\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{ij}|^2} = \sqrt{\text{trace}(W^H W)}$$

[0053]

[0054]

일단 최소화하는 $[A_{tls}; b_{tls}]$ 가 발견된다면, 제약 $A_{tls}X = b_{tls}$ 를 만족하는 임의의 X 는 TLS 해(solution)로 칭해지며, $[A; b] - [A_{tls}; b_{tls}]$ 는 위의 최소화하는 근사치에 반영된 대응하는 정정(correction)이라 볼 수 있다.

[0055]

만일 A 가 완전 랭크(full rank) 행렬인 경우, TLS 해는 다음 식과 같이 알려져 있다.

수학식 5

$$X_{tls} = (A^H A - \sigma_{n+1}^2 I)^{-1} A^H b$$

[0056]

[0057] 여기서 σ_{n+1} 는 $[A; b]$ 의 최소의 특이값(singular value)이고, I 는 항등 행렬(identity matrix)이다. 이 TLS 해 X_{tls} 는 측정 횟수가 무한대로 향함에 따라 지속적으로 $A^+ b$ 를 추정하는데, 여기서 A^+ 는 행렬 A 의 무어-펜로즈(Moore-Penrose) 의사역행렬(pseudo-inverse matrix)이다. TLS 추정치의 이 특성은 에러의 분포에 의존하지 않는다.

[0058]

이제, 특이값 분해(Singular Value Decomposition: SVD)를 이용하는 더 일반적인 TLS 해법이 기술된다. 위의 수학식 3의 제약은 행렬 $C_{tls} = [A_{tls}; b_{tls}]$ (근사)의 랭크가 A 의 열의 개수 n 이어야 함을 의미한다. 그리고, 통상적으로 행렬 $C = [A; b]$ (측정)는 $n+1$ 의 랭크를 가질 것이다. 이러한 경우, TLS 문제를 푸는 것은 랭크 $n+1$ 인 C 를 랭크 n 인 C_{tls} 로 바꾸는 "최소의" 행렬 $\Delta = C_{tls} - C$ 을 찾는 것이다. 따라서, TLS 추정 문제는 다음 식과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

수학식 6

$$\text{minimize: } \|\Delta\|_F$$

$$\text{subject to : rank}(C_{tls}) = n$$

[0059]

[0060] 여기서 수학식 6의 제약은 수학식 3과 마찬가지로 $C_{tls} \begin{pmatrix} X \\ -1 \end{pmatrix} = 0$ 이라 표현될 수도 있다.

[0061]

위와 같은 TLS 문제의 풀이를 위하여, 예를 들어, C_{tls} 가 C 에 대한 "최선의" 랭크 n 근사(즉, 프로베니우스 놈 관점에서 가장 가까운 근사)라고 정의하면, C_{tls} 는 C 와 동일한 특이 벡터(singular vector)들을 가지지만 C 의 $n+1$ 개의 특이값 $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n, \sigma_{n+1}$ (단, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n \geq \sigma_{n+1}$) 중 최소 특이값 σ_{n+1} 을 제외한 n 개의 특이값을 가진다고 볼 수 있다. 이와 같이 최소의 특이값을 빼내는 것은 주어진 $C = [A; b]$ 로부터 가장 적은 양의 정보를 제거하고 ($\sigma_n > \sigma_{n+1}$ 이라고 가정한다면) 유일해를 보장할 수 있다.

[0062]

이를 위하여, TLS 추정기는 $C = [A; b]$ 의 SVD에 따른 특이값, 좌측 특이 행렬(singular matrix), 우측 특이 행렬 및 좌우측 특이 벡터 중 적어도 일부를 획득할 수 있다. 예를 들어, TLS 추정기는 C 의 SVD를 도출할 수 있는데, 이는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

수학식 7

$$C = U \Sigma V^H$$

[0063]

[0064] 여기서 $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n, \sigma_{n+1})$ 이다(단, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n \geq \sigma_{n+1}$). 결국 C 의 SVD는 다음 식으로도 표현될 수 있다.

수학식 8

[0065]
$$C = \sum_{i=1}^{n+1} \sigma_i u_i v_i^H$$

[0066] 그러면, 앞서 정의된 바와 같은 행렬 C_{tls} 는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

수학식 9

[0067]
$$C_{tls} = \sum_{i=1}^n \sigma_i u_i v_i^H = U \hat{\Sigma} V^H$$

[0068] 여기서 $\hat{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n, 0)$ 이다.

[0069] 수학식 7의 양변에 V 를 곱하여 다음 식을 얻을 수 있다.

수학식 10

[0070]
$$CV = U \Sigma V^H V = U \Sigma = [U' \quad u_{n+1}] \begin{bmatrix} \Sigma' \\ \sigma_{n+1} \end{bmatrix}$$

[0071] 여기서 $U' = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_n]$ 이다. 수학식 10의 양변에서 맨 오른쪽 열을 등식화하면 다음 식을 얻을 수 있다.

수학식 11

[0072]
$$C v_{n+1} = \sigma_{n+1} u_{n+1}$$

[0073] 유사하게, 수학식 9의 양변에 V 를 곱하여 다음 식을 얻을 수 있다.

수학식 12

[0074]
$$C_{tls} V = U \hat{\Sigma} V^H V = U \hat{\Sigma} = [U' \quad u_{n+1}] \begin{bmatrix} \Sigma' \\ 0 \end{bmatrix}$$

[0075] 수학식 12의 양변에서 맨 오른쪽 열을 등식화하면 다음 식을 얻을 수 있다.

수학식 13

[0076]
$$C_{tls} v_{n+1} = 0$$

[0077] 이에 따라, $\Delta = C_{tls} - C$ 가 수학식 11 및 수학식 13으로부터 다음 식과 같이 도출될 수 있다. 이러한 Δ 는 섭동 (perturbation), 즉 측정 에러를 보상하기 위해 관측 C 에 대해 적용될 수 있는 정정이며, 몇몇 실시예에서 TLS 추정기로부터 채널 추정기(187)에 피드백될 수 있다.

수학식 14

[0078] $\Delta = -\sigma_{n+1}u_{n+1}v_{n+1}^H$

[0079] 그리고, TLS 추정기는 $v_{n+1,n+1}$ 가 0이 아닌지 판정할 수 있다. 만일 $v_{n+1,n+1} \neq 0$ 인 경우, TLS 추정기는 다음 식과 같이 표현되는 TLS 해를 획득할 수 있다.

수학식 15

[0080] $X_{tls} = -\frac{1}{v_{n+1,n+1}}V'$

[0081] 여기서 $V' = v(1:n, n+1)$ 이다. 즉, TLS 해는 측정 C 의 최소의 특이값에 대응하는 우측 특이 벡터에 기반하여 획득될 수 있다. 수학식 15는 수학식 13을 수학식 3의 제약과 비교함으로써 도출될 수 있다.

[0082] 이런 식으로 SVD를 이용하여 획득된 TLS 해는 수학식 5와 동일하다. $[A; b] = C = U\Sigma V^H$ 이고 $Cv_{n+1} = \sigma_{n+1}u_{n+1}$ 이므로, $C^H C v_{n+1} = \sigma_{n+1}C^H u_{n+1} = \sigma_{n+1}^2 v_{n+1}$ 가 성립한다. 이 식의 양변을 $v_{n+1,n+1}$ 로 나누고 $C = [A; b]$ 를 대입하면, 다음 식을 얻을 수 있다.

수학식 16

[0083] $\begin{pmatrix} A^H A & A^H b \\ b^H A & b^H b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{tls} \\ -1 \end{pmatrix} = \sigma_{n+1}^2 \begin{pmatrix} X_{tls} \\ -1 \end{pmatrix}$

[0084] 수학식 16의 양변에서 맨 아래 행(즉, 최종 행)을 제외한 나머지 행을 등식화하면 수학식 5를 얻을 수 있다.

[0085] 디지털 복조기(184)는 수신 필터(186)의 필터 출력으로부터 디지털 심볼을 추출한다. 이러한 추출은 유한한 세트의 후보 심볼(가령, 코드워드) 간에서 선택하는 판정 과정을 수반할 수 있다. 몇몇 실시예에서, 디지털 복조기는 OOK 복조기를 포함할 수 있다.

[0086] 채널 디코더(182)는 디지털 데이터(110)의 복원을 위해 디지털 복조기(184)로부터 출력된 디지털 심볼을 채택된 채널 코딩 방식에 따라 디코딩을 수행할 수 있다. 예컨대, 도 1에 도시된 바와 같이, 채널 디코더(182)는 2개의 계층으로 된 디코더, 즉 적어도 하나의 제2 계층 디코더(176-1, 176-2, ..., 176-m)(집합적으로 제2 계층 디코더(176)로 지칭될 수 있음) 및 제1 계층 디코더(174)를 포함한다. 디지털 심볼은 S/P 변환기(178)에 입력된다. S/P 변환기(178)는 직렬로 입력된 디지털 심볼을 병렬로 제2 계층 디코더(176)에 출력한다. 디지털 심볼은 차례로 제2 계층 디코더(176)를 거쳐 디코딩되고 제1 계층 디코더(174)를 거쳐 디코딩된다. 최종적으로 디코딩된 디지털 심볼은 P/S 변환기(172)에 입력된 후 직렬 방식으로 출력 디지털 데이터(170)로서 출력된다. 이러한 2단 FEC 방식에 따른 디코딩은 두 가지 유형의 에러를 정정하는 데에 도움이 된다. 제2 계층 FEC 디코더(176)는 랜덤(random) 에러를 정정할 수 있다. 제1 계층 FEC 디코더(174)는 버스트(burst) 에러를 정정할 수 있다. 따라서, 2단 FEC 채널 코딩의 사용은 VLC 송신기(120)와 VLC 수신기(180) 사이에 LOS의 차단(blocking)이 있는 경우에 대단히 유익할 수 있다.

[0087] 예시적인 시스템 동작

[0088] 이제 도 3을 참조하여, 몇몇 실시예에 따른 VLC 프로세스(300)를 설명한다. 예컨대, 프로세스(300)는 도 1에 도시된 VLC 시스템(100)에 의해 수행될 수 있다.

[0089] 동작(310)에서, 채널 인코더에 의해, 디지털 데이터는 특정 다단 FEC 방식(가령, 2단 골레이 코드를 사용하는 방식)에 따라 인코딩될 수 있다. 동작(320)에서, 디지털 변조기에 의해, 디지털 데이터의 인코딩된 표현에 의해 변조된(가령, OOK 변조된) 신호가 생성될 수 있다. 동작(330)에서, 광 변조기에 의해, 가시광이 디지털 변조된

신호로써 변조(가령, IM)될 수 있다. 동작(340)에서, 변조된 가시광이 광원(가령, LED)을 통해 (가령, 청색광 스펙트럼 상에서) 발산될 수 있다. 동작(350)에서, 광검출기에 의해, 데이터 함유 신호(가령, OOK 변조된 신호)를 전달하는 변조된 가시광 신호가 수신되어 전기 신호로 변환된 후 수신 필터로 송신될 수 있다. 동작(360)에서, 전기 신호는 수신 필터에서 수신된 후 수신 필터를 통과하게 될 수 있다. 수신 필터는 버터워스 필터 및 TLS 추정기를 포함할 수 있다. 수신 필터를 통과시키는 것은 버터워스 필터로써 전기 신호를 처리하여 TLS 추정기에 의한 상기 데이터 함유 신호의 추정을 위한 필터링된 신호를 제공하는 것을 포함할 수 있다. 추가로 또는 대안적으로, 수신 필터를 통과시키는 것은 TLS 추정기를 사용하여 데이터 함유 신호의 추정치를 제공하는 것을 포함할 수 있다. 이 추정치는 두 유형의 측정, 즉 데이터 함유 신호의 전파를 위한 채널의 상태 정보 및 TLS 추정기에서 수신된 데이터 함유 신호에 기반하여 생성될 수 있다. 한편, 별도로 미리 채널의 상태가 추정된 후 채널 상태 정보로서 TLS 추정기에 제공될 수 있다. 또한, TLS 추정기에 의해, 위 추정치의 생성과 더불어, 위 측정에 기반하여 채널 상태 정보에 대한 피드백이 생성될 수 있다. 동작(370)에서, 디지털 복조기에 의해, 수신 필터의 출력(필터링된 신호)이 디지털 심볼로 복조될 수 있다. 동작(380)에서, 디지털 데이터의 복원을 위해 디지털 심볼이 특정 다단 FEC 방안에 따라 디코딩될 수 있다(가령, 2단 곱레이 코드의 디코딩).

[0090] 예시적인 시스템의 성능

[0091] VLC 시스템(100)이 구현되는 예시적인 환경(가령, 실내 환경)에서, 광검출기(188)의 PD에서 수신된 가시광 신호는 시간 도메인(time domain)에서 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

수학식 17

[0092]
$$y(t) = h(t)x_{OOK}(t) + n(t)$$

[0093] 여기서 y , h , x_{OOK} 및 n 은 수신된 가시광 신호, 무선 광학 채널, OOK 변조된 신호 및 잡음을 각각 가리킨다.

[0094] 또한, 수신된 가시광 신호는 가시광 신호는 주파수 도메인(frequency domain)에서 다음 식과 같이 주어질 수 있다.

수학식 18

[0095]
$$Y = HX_{OOK} + N$$

[0096] 여기서 Y , H , X_{OOK} 및 N 은 수신된 가시광 신호, 무선 광학 채널, OOK 변조된 신호 및 잡음을 각각 가리킨다.

[0097] 예시적인 시스템(100)의 성능 평가를 위하여, 잡음은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가산성 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)이라고 가정된다. 또한, VLC 송신기(120) 및 VLC 송신기(180) 간의 완벽한 동기화가 가정된다.

[0098] 나아가, 두 가지 유형의 광 채널, 즉 LOS 및 NLOS 채널을 고려한다. LOS 채널 이득 및 NLOS 채널 이득은 각각 수학식 19 및 수학식 20과 같이 표현될 수 있다.

수학식 19

[0099]
$$H_{los}(0) = \begin{cases} \frac{A_r(m_1 + 1)}{2\pi d^2} \cos^{m_1}(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi), & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0, & elsewhere \end{cases}$$

수학식 20

$$H_{nlos}(0) = H_{los}(0) + \sum_{refl} H_{refl}(0)$$

[0100]

[0101] 여기서 A_r 은 PD의 검출 면적이고, m_1 은 소스 빔(source beam)의 방향성을 나타내는 램버트 모드 수(Lambert's mode number)이며, $T_s(\psi)$ 는 수신기의 광학 대역통과 필터의 전달 계수(필터 이득)를 나타내고, $g(\psi)$ 는 집광기 이득(concentrator gain)이며, ψ 는 수신기(의 PD)로의 입사각(incident angle)이고, ϕ 는 송신기(의 광원)에 대한 각도(곧, 방사각(irradiance angle))이며, d 는 수신기(의PD)와 송신기(의 광원)와의 거리이고, ψ_c 는 수신

기(의 PD)의 FOV(Field Of View)이다. 그리고 $\sum_{refl} H_{refl}(0)$ 은 반사광에 의한 성분을 나타낸다.

[0102]

또한, 전송된 바와 같이, 수신기(특히, PD 및 사전증폭기)에는 산탄 잡음과 열적 잡음이 존재할 수 있다(가령, $N = N_{shot} + N_{thermal}$). 이들 잡음은 VLC 시스템(100)의 성능을 평가하기 위해 다음과 같이 모델링될 수 있다. 먼저 산탄 잡음 N_{shot} 은 다음 식과 같이 신호 잡음 N_{signal} 과 햇빛 등을 포함하는 주변광으로 인한 잡음 $N_{ambient}$ 으로 표현될 수 있다.

수학식 21

$$N_{shot} = N_{signal} + N_{ambient}$$

[0103]

[0104] 열적 잡음 $N_{thermal}$ 의 전력 스펙트럼 분포는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

수학식 22

$$N_{thermal} = \frac{4kT}{R_F} + \frac{16\pi^2 kT}{g_m} \left(\Gamma + \frac{1}{g_m R_D} \right) C_T^2 f^2 + \frac{4\pi^2 K I_D^{\alpha} C_T^2 f}{g_m^2}$$

[0105]

[0106] k 는 볼츠만 상수(Boltzmann's constant)이고, T 는 절대 온도이며, Γ 는 전계 효과 트랜지스터(Field-Effect Transistor: FET) 채널 잡음 인자이고, K 및 α 는 FET $1/f$ 잡음 상수이며, I_D 는 FET 드레인 전류(drain current)이고, R_D 및 R_F 는 사전 증폭기의 저항이며, C_T 는 디바이스의 총 입력 커패시턴스이고, g_m 은 디바이스의 트랜스컨덕턴스(transconductance)이다.

[0107]

예시적인 VLC 시스템(100)이 동작하는 실내 환경은 다음 표에 제시된 파라미터로써 시뮬레이션된다.

표 2

파라미터	값
방 크기	5 × 5 × 3 m ³
반사 계수	천장 0.7, 벽 0.7, 바닥 0.3
수신기의 거리	최대 10 m
바닥으로부터의 광검출기 높이	0.75 m
입사각	10° 내지 30°
방사각	5° 내지 85°
변조 방식	OOK

[0108]

[0109]

AWGN, 채널 왜곡 등등에 의해 영향을 받는 통신 시스템의 수신기에서 정합 필터가 흔히 사용되는데, 이의 구현은 복잡하고 고비용이다. 더욱이, 채널 응답이 시불변에 가까운 환경에서, 정합 필터의 사용은 복잡도 및 비용에 비해 전체 시스템 성능에서의 이득이 크지 않다. 대신에, 전송된 바와 같이, 예시적인 VLC 시스템(100)은 버터워스 필터를 사용한다. 몇몇 저차 버터워스 필터에 대해 성능 평가를 수행한 결과가 아래의 표에 제시된다.

표 3

통과대역 (MHz)	정지대역 (MHz)	차수	BER	SNR (dB)
1	5	2	0.000561	12
1	4	3	0.000357	12
1	3.5	3	0.000304	12
1	3	4	0.000512	12
1	2	4	0.000104	12

[0110]

[0111]

위 표를 참조하면, 비트 에러 레이트(Bit Error Rate: BER)와 넓은 중지대역 폭 양자 모두를 고려할 때, 통과대역이 1MHz이고 정지대역이 3.5MHz인 3차 버터워스가 적절히 양호한 성능을 가진다고 판단될 수 있다.

[0112]

물론, 정합 필터와 버터워스 필터 양자 모두에 대해, 채널 코딩 없이 수행한 시뮬레이션은 버터워스 필터가 정합 필터보다 열악할 수 있다(가령, 약 3 내지 4 dB의 차이). 그러나, 예시적인 VLC 시스템(100)은 적절한 FEC 코딩을 사용함으로써 시스템 성능을 개선하면서도 복잡도를 낮추고 비용 효율을 높일 수 있다. 예시적인 VLC 시스템(100)을 위해 적절한 채널 코딩 방안으로서 골레이(Golay) 코드가 사용될 수 있다. 우선, FEC 코드에 비해, 길쌈 부호는 전체적인 구현 비용이 높을 것이다. 한편, 리드-솔로몬 코드에 비해, 골레이 코드는 전체적인 코드 크기가 상대적으로 작다. 또한, VLC 통신 환경을 포함하는 많은 경우에, 골레이 코드가 해밍 코드나 BCH 코드보다 성능 면에서 더 양호하다. 예시적인 시스템(100)의 성능 평가를 위해, VLC 시스템(100)은 3비트 에러 정정 능력을 갖는 이진 골레이 코드(23,12,7) 및 확장된 이진 골레이 코드(24,12,8)가 사용될 수 있다.

[0113]

도 4는 예시적인 VLC 시스템(100)의 성능을 설명하기 위한 도면이다. 도 4에서, 버터워스 필터와 함께 1단 또는 2단 FEC 골레이 코드가 적용된 VLC 시스템(100)의 성능이 채널 코딩 없이 버터워스 필터 또는 정합 필터가 적용된 경우와 비교된다. 도 4에서 1단 및 2단 FEC 골레이 코드에 따른 성능 개선을 볼 수 있다. 특히, 2개 계층의 FEC 골레이 코드의 사용은 FEC 코드 없이 정합 필터를 사용하는 것보다 더 양호한 성능을 보여주는데, 이러한 호전은 특히 6dB 이상의 SNR에서 더욱 눈에 띈다.

[0114]

도 5는 예시적인 VLC 시스템(100)의 성능을 설명하기 위한 다른 도면이다. 도 5에서, 2개 계층 FEC 골레이 코드가 전송된 TLS 추정과 함께 사용된 VLC 시스템(100)의 성능이 TLS 추정 없이 2개 계층 FEC 골레이 코드가 사용된 경우와 비교된다. 도 5에서 볼 수 있듯이, 관측 및 채널 행렬 양자 모두에 존재하는 에러를 감안함으로써, TLS는 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 특히, TLS는 전체적으로 복잡도 및 비용을 줄이면서도 최소 평균 제곱 에러(Minimum Mean Square Error: MMSE) 기반 수신기에 버금가는 추정치를 산출할 수 있는 준최적 기법이다.

[0115] 전술된 바와 같이 버터워스 필터, TLS 추정기 및 2단 FEC 콜레이 코딩으로써 유리하게 구성된 VLC 시스템(100)의 예시적인 운영 환경에서, VLC 송신기(120) 및 VLC(180)는 비단 고정식(stationary)일 수 있을 뿐만 아니라 이동식(mobile)일 수도 있다. 특히, 이동식 운영 실내 환경에 적합한 VLC 시스템(100)을 구현하는 데에는 VLC 시스템(100) 상에서의 입사각 및 방사각이 고려될 필요가 있다. 전형적인 실내 환경에서 비트당 광자(photons/bit)의 범위는 10^9 내지 10^{10} 사이쯤이다. 가정이나 사무실 내에 반사성 창이 설치된 경우, 자연광 잡음 소스 및 인공광 잡음 소스가 증가하기 때문에 이 비트당 광자 값은 더 감소된다. 전술된 바와 같이 VLC 시스템(100)에서 청색광이 사용되는 경우, 시스템 성능 평가를 위해 주변 잡음의 비트당 에너지는 $4.73 * 10^{-5} W$ 로 가정되는데, 이 값은 플랑크 상수(Plank's constant), 반송파의 주파수 및 잡음 광자의 수를 곱한 것이다. 송신기 및 수신기의 거리는 (실내 환경에 있어서 큰 값인) 10m로 가정하고, 표 2에 제시된 나머지 파라미터는 동일하게 유지하되, 입사각을 10도 간격으로 바꿔가면서 시스템 성능을 검토한 결과가 아래의 표에 제시된다.

표 4

입사각(°)	SNR (dB)	BER
10	13	0.00025
20	10	0.00075
30	7	0.00612

[0116]

[0117] 위 표로부터 볼 수 있듯이 입사각이 10도일 때가 다른 경우보다 더 양호한 결과를 보이는바, 시스템 성능은 입사각이 10도 이하인 경우(특히, 수신기가 송신기 바로 아래에 있는 경우) 우수할 것이라고 이해된다. VLC 수신기(180)가 VLC 송신기(120)로부터 더 멀리 이동함에 따라 예시적인 시스템(100)의 전반적인 성능은 악화될 것이다. 이 10도의 각도는 통상적으로 빛이 천장 상에 고르게 이격되고 입사각은 30도를 넘지 않을 것이기에 VLC 시스템에 적합하다고 볼 수 있다.

[0118] 또한, 입사각은 10도로 설정하고, 나머지 파라미터는 동일하게 유지하되, VLC 송신기(120)의 광원으로부터의 빛의 방사각을 5도에서 85도까지 바꿔가면서 시스템 성능을 검토한 결과가 도 6에 도시된다. 도 6에서 볼 수 있듯이, 2개 계층 FEC 콜레이 코드와 함께 TLS 및 버터워스 필터를 사용하는 것은 45도만큼 큰 방사각에 있어서도 양호한 결과를 낼 수 있다. 결국, 예시적인 VLC 시스템(100)에서, 수신기(180)의 PD(188) 상에 반구형(hemisphere)의 비촬상(non-imaging) 집광기를 포함시킴으로써 충분한 성능을 보일 수 있다고 이해된다.

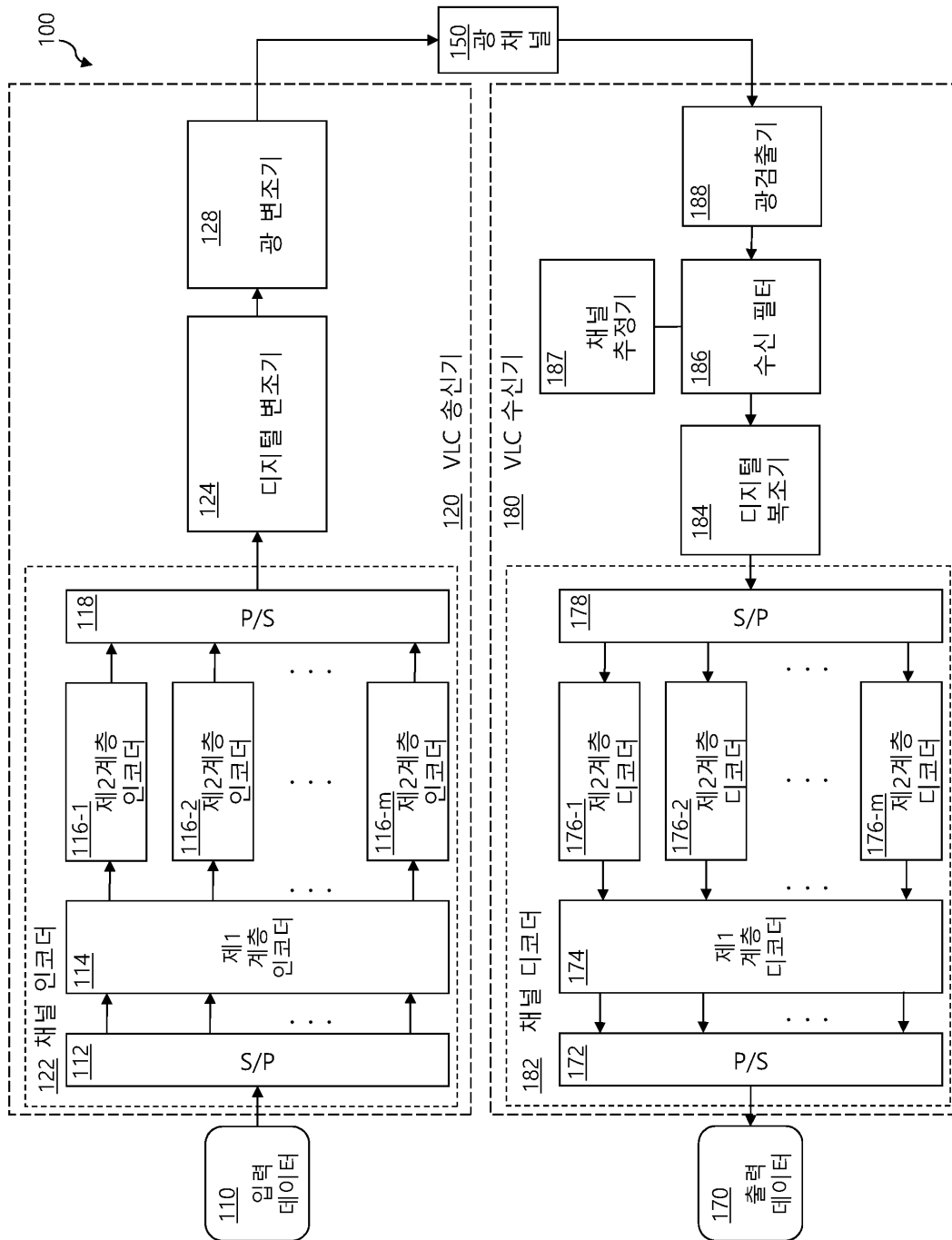
[0119] 이상에서 본 발명의 대표적인 실시예들을 상세하게 설명하였으나, 관련 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자는 상술한 실시예에 대하여 본 발명의 범주에서 벗어나지 않고서 다양한 변형이 가능함을 이해할 것이다. 그러므로 본 발명의 권리범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안 되며, 후술하는 특허청구범위뿐만 아니라 이 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

부호의 설명

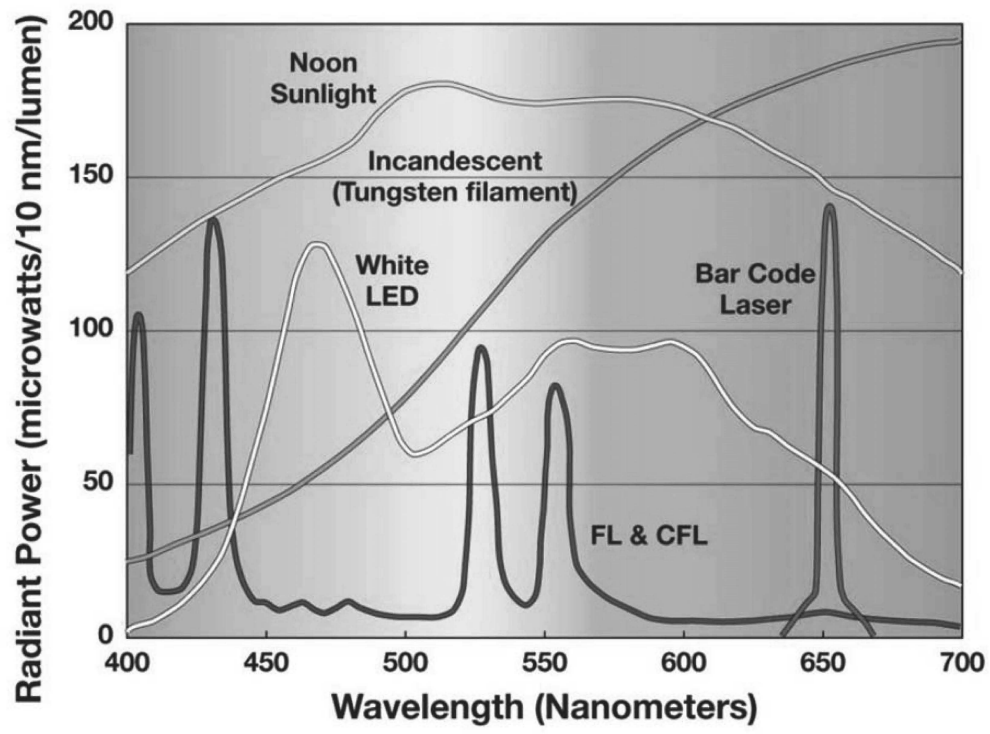
- [0120] 100: VLC 시스템
- 110: 입력 데이터
- 120: VLC 송신기
- 150: 광 채널
- 170: 출력 데이터
- 180: VLC 수신기

도면

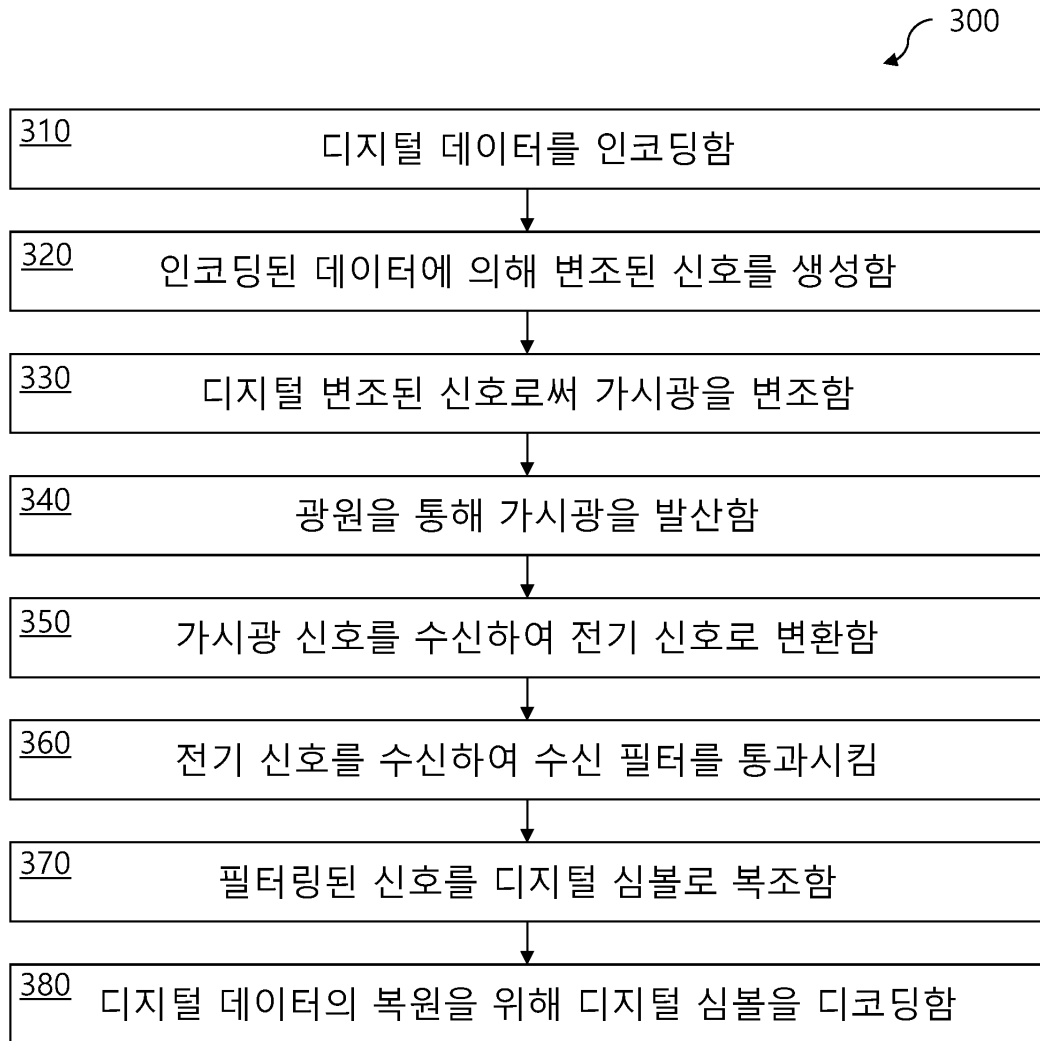
도면1



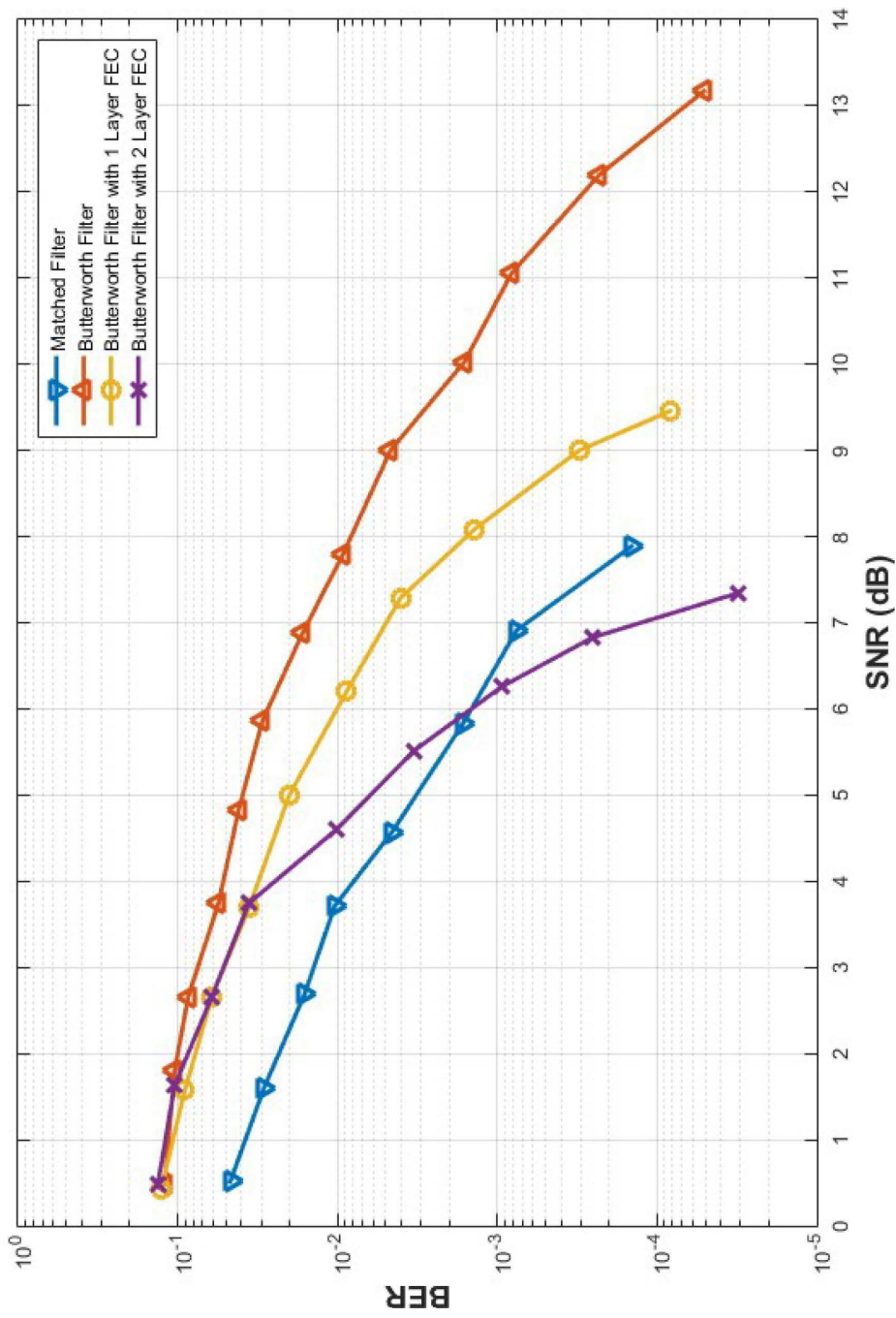
도면2



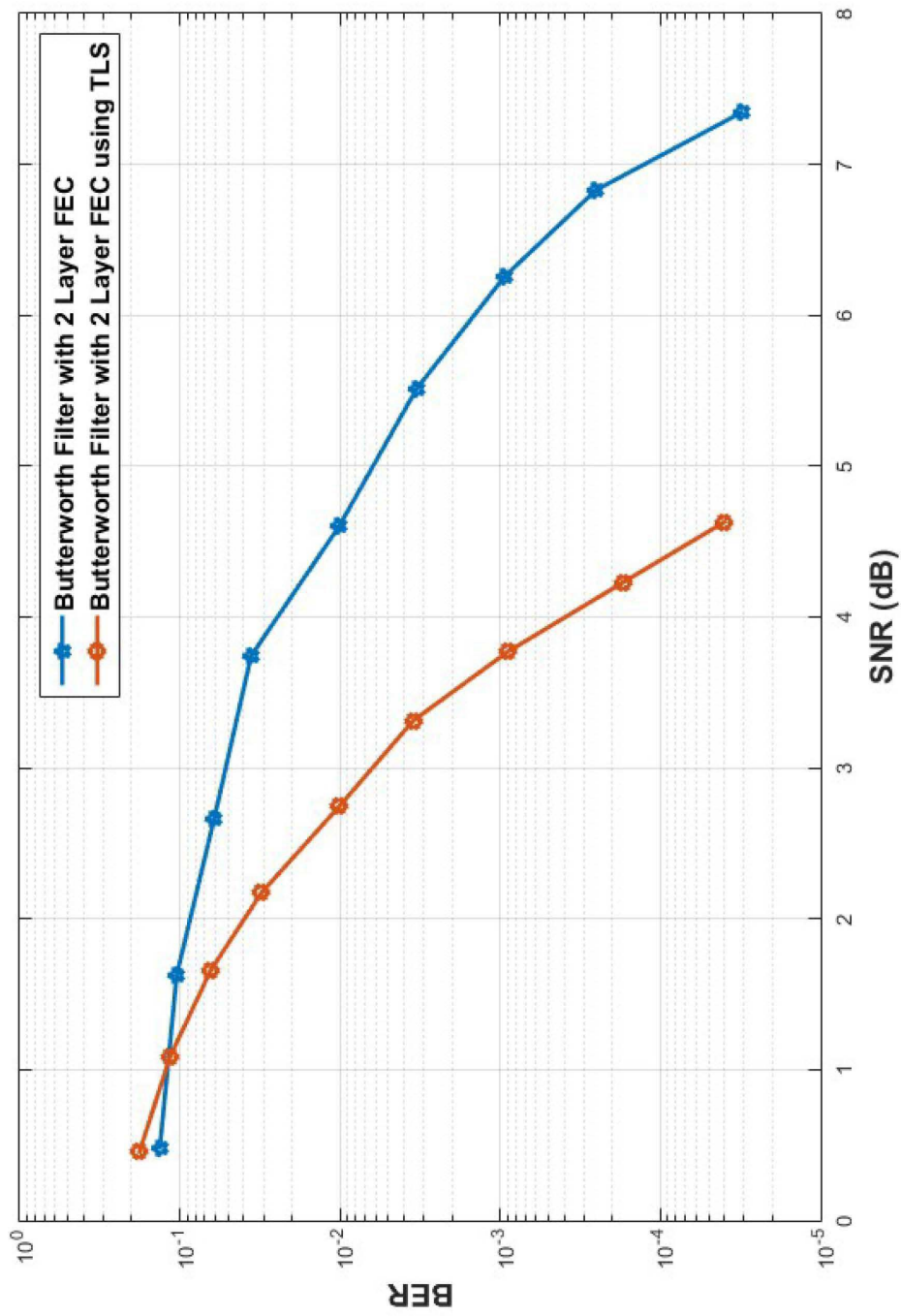
도면3



도면4



도면5



도면6

