



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2017년02월24일
(11) 등록번호 10-1709910
(24) 등록일자 2017년02월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/03 (2006.01) H04L 25/06 (2006.01)
H04L 27/01 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/03025 (2013.01)
H04L 25/062 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-0173193(분할)
(22) 출원일자 2015년12월07일
심사청구일자 2015년12월07일
(65) 공개번호 10-2016-0003579
(43) 공개일자 2016년01월11일
(62) 원출원 특허 10-2014-0052097
원출원일자 2014년04월30일
심사청구일자 2014년04월30일
(30) 우선권주장
1020130051427 2013년05월07일 대한민국(KR)
(56) 선행기술조사문헌
US20020057101 A1*
US20070104265 A1*
US20110182347 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
포항공과대학교 산학협력단
경상북도 포항시 남구 청암로 77 (지곡동)
(72) 발명자
김병섭
경상북도 포항시 남구 지곡로 155, 5동 402호 (지곡동, 교수아파트)
(74) 대리인
특허법인이룸리온, 특허법인이룸

전체 청구항 수 : 총 5 항

심사관 : 황철규

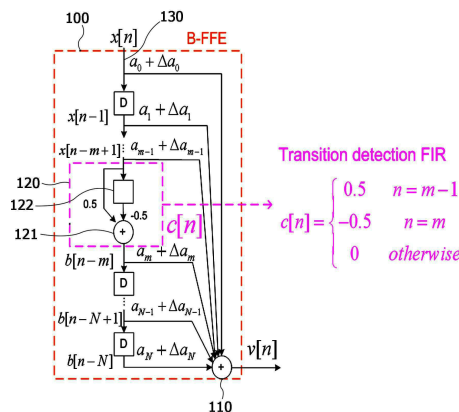
(54) 발명의 명칭 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기

(57) 요약

본 발명은 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기에 관한 것으로, 보다 상세하게는 나노 소자의 산포로 인하여 발생하는 계수 오류의 영향을 방지하는 기저대역 유선통신용 피드포워드 등화송신기에 관한 것이다.

본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기는 정수시간 인덱스(n)에 따른 입력데이터(x)를 입력받는 입력단(130), 상기 입력단(130)과 직렬로 연결되는 N개의 딜레이유닛(D), 상기 N개의 딜레이유닛(D)으로부터 각각 출력되는 탭 신호를 합산하는 제 1연산기(110) 및 상기 입력데이터(x)의 변화에 기초하여 데이터변이값(b)을 출력하는 데이터변화감지필터(120)를 포함한다.

대표도 - 도4b



(52) CPC특허분류

H04L 27/01 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

피드포워드등화송신기(100), 상기 피드포워드등화송신기의 출력을 입력받는 수신기(300) 및 상기 피드포워드등화송신기와 상기 수신기(300) 사이의 통신을 위한 채널(200)을 포함하는 기저대역 유선통신용 고속인터랙트 시스템에서의 계수 오류 피드포워드등화송신기에 있어서,

정수시간 인덱스(n)에 따른 입력데이터(x)를 입력받는 입력단(130);

상기 입력단(130)과 직렬로 연결되는 복수 개의 딜레이유닛(D);

상기 복수 개의 딜레이유닛(D)으로부터 각각 출력되는 탭 신호를 합산하는 제 1연산기(110); 및

상기 입력데이터(x)의 변화에 기초하여 데이터천이값(b)을 출력하는 데이터변화감지필터(120);

를 포함하고,

상기 데이터변화감지필터(120)는 하나의 딜레이유닛(122) 및 상기 하나의 딜레이유닛(122)과 연결되는 제 2연산기(121)를 포함하고,

상기 데이터변화감지필터(120)는, 상기 입력단과 상기 입력단과 이웃하여 연결된 최전단의 딜레이유닛(D) 사이, 상기 복수 개의 딜레이유닛(D) 중 서로 이웃하는 어느 두 개의 딜레이유닛(D) 사이 및 상기 제 1연산기(110)와 상기 제 1연산기(110)와 이웃하여 연결된 최후단의 딜레이유닛(D)사이 중 어느 하나에 배치되고,

상기 제 2연산기(121)는 상기 하나의 딜레이유닛(122)으로 입력되는 이전 값($x[n-m+1]$) 및 상기 하나의 딜레이유닛(122)으로부터 출력되는 현재 값($x[n-m]$)에 기초하여 데이터천이값($b[n-m]$)을 연산함으로써 상기 피드포워드등화송신기에 포함된 소자의 계수 오류에 의한 회로 성능 저하 및 통신 방해를 방지하는 것을 특징으로 하는 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기.

(n 및 m은 정수이고, $n > m$ 임)

청구항 2

삭제

청구항 3

제 1항에 있어서,

상기 데이터변화감지필터(120)는 하기의 식에 기초하여 상기 데이터천이값을 연산하는 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기.

$$b[n-m] = 0.5x[n-m+1] - 0.5x[n-m]$$

청구항 4

제 1항에 있어서,

상기 데이터천이값($b[n-m]$)은 데이터스트림 중에서 연속된 복수의 디지털 비트값의 논리회로 결합을 통하여 연산되는 것을 특징으로 하는 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기.

청구항 5

제 1항에 있어서,

상기 데이터변화감지필터(120)는 고역통과필터(HPF)인 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기.

청구항 6

제 1항에 있어서,

상기 탭 신호는 피드포워드등화기 계수(a)를 포함하고, 상기 피드포워드등화기 계수(a)는 사용자에 의해서 조정
이 가능한 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기.

발명의 설명

기술 분야

- [0001] 본 발명은 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기에 관한 것으로, 보다 상세하게는 계수 오류의 영향을 방지하는 기저대역 유선통신용 피드포워드등화송신기에 관한 것이다.

배경 기술

- [0002] 디지털 컴퓨팅 엔진의 처리 능력이 향상되고, 상호 접속된 네트워크들을 이용하는 기술이 개발됨에 따라, 높은 대역폭의 데이터 전송이 필요하게 되었다. 제한된 채널 대역폭은 전송된 펄스를 단위 간격에 펼치게 되어, 수신 신호는 부호간 간섭을 받게 된다.
- [0003] 피드포워드등화기(FFE, Feed Forward equalization)는 기저대역(baseband)의 고속인터커넥트(High-Speed Interconnect)에서 널리 사용되는 채널보상방식이다.
- [0004] FFE 송신기를 탑재한 CMOS (Complementary metal-oxide semiconductor) 집적회로는 제한된 대역폭에서 높은 데이터 속도를 획득할 수 있으나, CMOS 기술이 나노 스케일로 발전하면서 공정상의 왜곡, 확률변수, 온도변동, 노화 등으로 인하여 소자의 산포 (variation)가 증가하였고, 나노 소자 산포의 발생으로 인하여 계수 오류 (coefficitent error)가 크게 발생됨으로써, 계수오류로 인한 피드포워드등화기 회로의 성능저하 및 통신방해의 문제점이 있다.
- [0005] 또한, 채널 손실이 큰 고속 동작에서 계수 오류의 영향은 더욱 커지는 문제점이 있다.
- [0006] 따라서, 소자가 지속적으로 작아지고, 높은 데이터속도가 요구되는 상황에서 계수오류에 대한 견고성(robust)를 확보해야 하는 문제점이 있다.

선행기술문헌

특허문헌

- [0007] (특허문헌 0001) 미국공개특허공보 2004/0071219호

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0008] 본 발명은 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여 제안된 것으로, 정상상태에서는 일반적인 구조의 피드포워드 등화송신기처럼 동작하면서 계수 오류(coefficitent error)에 더욱 견고하게(robustly) 반응하는 피드포워드등화 송신기를 제공하는 데 목적이 있다.

과제의 해결 수단

- [0009] 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기는 정수시간 인덱스(n)에 따른 입력데이터(x)를 입력받는 입력단(130), 상기 입력단(130)과 직렬로 연결되는 N개의 딜레이유닛(D), 상기 N개의 딜레이유닛(D)으로부터 각각 출력되는 탭 신호를 합산하는 제 1연산기(110) 및 상기 입력데이터(x)의 변화에 기초하여 데이터천이값(b)을 출력하는 데이터변화감지필터(120)를 포함한다.
- [0010] 상기 데이터변화감지필터(120)는 상기 입력단과 상기 입력단과 이웃하여 연결된 최선단의 딜레이유닛(D) 사이, 상기 N개의 딜레이유닛(D) 중 서로 이웃하는 어느 두 개의 딜레이유닛(D) 사이 및 상기 제 1연산기(110)와 상기 제 1연산기(110)와 이웃하여 연결된 최후단의 딜레이유닛(D)사이 중 어느 하나에 배치되는 것이 바람직하다.
- [0011] 상기 데이터변화감지필터(120)는 하나의 딜레이유닛(122) 및 상기 하나의 딜레이유닛(122)과 연결되는 제 2연산기(121)를 포함하고, 상기 제 2연산기(121)는 상기 하나의 딜레이유닛(122)으로 입력되는 이전 값($x[n-m+1]$) 및 상기 하나의 딜레이유닛(122)으로부터 출력되는 현재 값($x[n-m]$)에 기초하여 상기 데이터천이값($b[n-m]$)을 연산하는 것이 바람직하다.
- [0012] 상기 데이터변화감지필터(120)는 하기의 식에 기초하여 상기 데이터천이값을 연산하는 것이 바람직하다.
- [0013] $b[n-m]=0.5x[n-m+1]-0.5x[n-m]$, 상기 식에서, n 및 m은 정수이고, $n>m$ 임
- [0014] 상기 데이터천이값($b[n-m]$)은 데이터스트림 중에서 연속된 복수의 디지털 비트값의 논리회로 결합을 통하여 연산되는 것이 바람직하다.
- [0015] 상기 데이터변화감지필터(120)는 고역통과필터(HPF)인 것이 바람직하다.
- [0016] 상기 탭 신호는 피드포워드등화기 계수(a)를 포함하고, 상기 피드포워드등화기 계수(a)는 사용자에게 의해서 조정 가능한 것이 바람직하다.

발명의 효과

- [0017] 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기는 계수 오류가 없을 시에는 일반적인 피드포워드등화송신기(FFE)와 동일하게 동작하면서, 간단한 논리회로의 구성을 포함하여 적은 추가 비용으로 계수 오류에 대한 견고성(robust)을 개선하는 효과가 있다.
- [0018] 또한, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기에 탑재된 고속전이검출필터(high-pass transition detection filter)는 계수 오류로 발생하는 신호의 섭동(perturbation)을 약화시키고, 인터커넥트의 견고성(robustness)을 나타내는 아이 다이어그램 민감도를 7배 내지 17배 가량 개선하는 효과가 있다.
- [0019] 또한, 데이터 속도가 빨라지고 채널손실이 증가할수록 아이 민감도의 개선비율이 더욱 증가하므로, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기는 고속인터커넥트에 적용이 용이한 효과가 있다.
- [0020] 본 발명의 효과는 이상에서 언급된 것들에 한정되지 않으며, 언급되지 아니한 다른 효과들은 아래의 기재로부터 당업자에게 명확하게 이해되어질 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

- [0021] 도 1은 종래 기술에 따른 피드포워드등화기를 포함하는 고속인터커넥트 시스템의 개념도이다.
- 도 2는 종래 기술에 따른 피드포워드등화기의 예시도이다.
- 도 3은 종래 기술에 따른 3-탭 피드포워드등화기의 개념도이다.
- 도 4a는 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기를 포함하는 고속인터커넥트 시스템의 블록도이다.
- 도 4b는 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기를 구체적으로 도시한 블록도이다.
- 도 5는 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기의 3-탭 등화기의 예시도이다.

도 6은 종래 기술에 따른 2-탭 피드포워드등화송신기의 계수오류 영향 시뮬레이션 결과 그래프이다.

도 7은 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기의 2-탭 등화기의 계수오류 영향 시뮬레이션 결과 그래프이다.

도 8은 종래기술에 따른 피드포워드등화기와 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기의 스펙트럼을 비교한 그래프이다.

도 9는 1차 RC채널을 위한 종래의 2-탭 피드포워드등화기 및 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기의 아이밍감도를 도시한 그래프이다.

도 10은 손실전송선로 채널 모델의 일실시예를 도시한 도면이다.

도 11은 40cm PCB 채널에서의 종래기술에 따른 5-탭 피드포워드등화송신기 및 본 발명에 따른 피드포워드등화송신기의 아이밍감도와 나이퀴스트주파수에서의 채널손실을 도시하는 그래프이다.

도 12는 도 11의 데이터전송속도별 아이디어그램을 도시한 그래프이다.

도 13은 3.5cm 실리콘 인터포저 패키지에서의 종래 기술에 따른 3-탭 피드포워드등화송신기 및 본 발명에 따른 피드포워드등화송신기의 아이밍감도를 도시한 그래프이다.

도 14는 도 13의 데이터전송속도별 아이디어그램을 도시한 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0022] 이하에서는 도면을 참조하면서, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기를 구체적으로 설명한다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 부호를 가지도록 하고 있음에 유의해야 한다. 또한, 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 구성 또는 기능에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명은 생략한다. 이하에서 기재된 피드포워드등화기는 피드포워드등화송신기로 해석되어야 할 것이다.
- [0023] 고속인터커넥트(high speed interconnect)를 위한 종래 기술에 따른 일반적인 피드포워드등화기는 도 1과 같이 채널, 피드포워드등화 송신기(FFE Tx) 및 1비트 양자화 수신기(Rx)를 포함하여 구성되며, 채널은 동축 케이블(coaxial cable), 백플레인(backplane), PCB, 패키지, 온칩와이어(on-chip wires)를 포함하며, 채널의 길이는 수 센치미터에서 수십 미터에 이른다.
- [0024] 데이터 속도(data rate)가 수 Gb/s 에서 수십 Gb/s의 범위에 있을 때, 채널은 저역필터(Low-Pass Filter, LPF)의 성격을 가지며 신호간 간섭(ISI, Inter-Symbol Interference)이 발생된다.
- [0025] 나이퀴스트(Nyquist) 주파수에서 채널 손실이 큰 경우, 신호간 간섭은 심각하게 통신을 방해한다. 일반적으로 채널 손실이 0 내지 10dB인 경우 손실이 적고, 10 내지 20dB인 경우는 손실이 크며, 20 내지 30dB인 경우는 손실이 매우 큰 것으로 알려져 있다. 따라서 채널 손실이 30dB을 넘는 경우는 매우 드물며, 극히 통신이 어려운 채널로 알려져 있다. 이러한 환경 하에서 신뢰성을 확보할 수 있는 피드포워드등화(FFE) 송신기를 디자인하기 위한 필요성이 있다.
- [0026] 도 1을 참조하면, 피드포워드등화송신기(FFE Tx)는 채널 손실을 보상하여 데이터 속도를 확보하기 위한 수단으로서 사용되어 왔다.
- [0027] 피드포워드등화기(FFE)는 일반적으로 탭 계수(tap coefficient) $\underline{w}=[w_0 \ w_1 \ \cdots \ w_N]^T$ 와 계수 오류(coefficient error) $\Delta \underline{w}=[\Delta w_0 \ \Delta w_1 \ \cdots \ \Delta w_N]^T$ 를 가지는 유한 임펄스 응답필터로 표현된다.
- [0028] 일반적으로 탭의 개수는 2 내지 5개가 적당하며, 적절한 탭 계수(tap coefficient) $\underline{w}$ 값을 가지는 피드포워드등화기(FFE)는 수신기(Rx)에 도착하는 신호($y[n]$)을 2-level의 펄스진폭변조(PAM2, Pulse Amplitude Modulation) 신호로 만들기 위해 채널 손실을 보상하는 고역필터(HPF)로 작동한다. $y[n]$ 은 $x[n-m]$ 이 수신기에 도착한 값에 해당하고, 여기서 $x[n]$ 은 전송된 데이터 시퀀스로서 신호레벨은 1(비트 '1') 또는 -1(비트 '0') 값을 가진다. 이때, m 은 $x[n]$ 이 채널을 통과하여 수신기에 도착할 때까지의 지연된 시간을 의미한다.

- [0029] 수신기의 1비트 양자화 장치는 $y[n]$ 을 주기 T 간격으로 샘플링한 후 0을 기준으로 $\hat{y}[n]$ 의 값을 결정하며,
- 이때 $y[n]$ 이 0초과인 경우에 $\hat{y}[n]$ 의 값은 1이고, 나머지 경우 $\hat{y}[n]$ 의 값은 -1이다.
- [0030] 일반적으로 이러한 인터커넥트에서 복잡한 코딩 기법은 고비용이 소요되고, 백색 잡음 크기가 크지 않으므로, 일반적인 수신기는 피드포워드등화기(FFE)를 통해 획득된 아이 다이어그램(eye diagram)에 의존한다.
- [0031] 따라서, 신호간 간섭(ISI)을 최소화하고, 아이 다이어그램을 최대화하는 것이 인터커넥트 시스템의 효율을 향상시키는 중요한 요소가 된다.
- [0032] 도 2(a)는 가장 간단하고 일반적인 2-탭 피드포워드등화기(2-tap FFE)구조의 예시도이다.
- [0033] 전선은 시상수(time constant) τ 를 가지는 1차 RC 회로로 모델링된다.
- [0034] * 시스템의 연속시간펄스응답(continuous-time pulse response) $h(t)$ 는 $h(t)$ 는 $u(t)(1-e^{-t/\tau})-u(t-T)(1-e^{-(t-T)/\tau})$ 로 정의되고, 여기서 $u(t)$ 는 단위 계단함수를 의미한다. 도 2(b)를 참조하면, 이 시스템의 연속시간펄스응답은 원형으로 표시되고 실선으로 도시된 그래프(Pulse response without FFE)로 도시된다.
- [0035] 이 채널의 이산시간펄스응답 $h[n]$ 은 $h(nT)$ 과 같으며, 다음 [수식 1]로 표현될 수 있다.
- [0036] [수식 1]
- [0037] $h[n]=0$ if $n \leq 0$, or $h[n]=(1-e^{-T/\tau})e^{-(n-1)T/\tau}$ if $n > 0$
- [0038] n : 정수 시간 인덱스 (integer time index)
- [0039] $h[n]$: 이산시간펄스응답 (discrete time impulse response)
- [0040] T : 데이터주기 (data period)
- [0041] τ : 시상수 (time constant)
- [0042] 도 2(b)에 따르면 데이터주기(T)는 시상수(τ)보다 훨씬 작은 값이므로, 피드포워드등화기(FFE)가 탑재되지 않은 시스템의 임펄스응답 $h(t)$ 는 피드포워드등화기(FFE)가 탑재된 시스템의 임펄스응답보다 긴 신호간 간섭 테일(ISI tail)을 가지고 있음을 알 수 있다.
- [0043] [수식 1]에 따르면, $n \geq 1$ 인 경우, $h[n]$ 은 $h[n-1]e^{-T/\tau}$ 로써 지수적으로 감소하게 되므로, 이 채널에서는 아래 수 [수식 2]와 같이 최적화된 피드포워드 등화기 계수(optimal FFE coefficient)를 가지는 2-탭 피드포워드등화기(2-tap FFE)를 통하여 신호간 간섭(ISI)을 완전히 제거할 수 있다.
- [0044] [수식 2]
- [0045] $\underline{w}_{opt}=[1/(1+e^{-T/\tau}) \quad -e^{-T/\tau}/(1+e^{-T/\tau})]^T$
- [0046] $\underline{w}_{opt}$: 최적화된 FFE 계수
- [0047] T : 데이터주기 (data period)

[0048] τ : 시상수 (time constant)

[0049] 유닛 임펄스 함수 $\delta[n]$ 이 $x[n]$ 으로 입력되면, 피드포워드등화기(FFE)는 신호간 간섭 테일(ISI tail)을 제거하기 위하여 전송된 펄스를 도 2 (b)의 파란색으로 도시된 긴 점선처럼 언더슈트(undershoot)하게 변형시킨다. 그 결과로서, 피드포워드등화기(FFE)가 탑재된 시스템의 이산시간펄스응답인 $g[n]$ 은 도 2 (b)의 다이아몬드형상 및 실선으로 도시된 바와 같이 신호간 간섭을 받지 않고, 도 2 (d)와 같이 아이 다이어그램(eye diagram)을 완전히 오픈시키게 된다.

[0050] 선형시불변(Linear Time Invariant, LTI) 시스템의 특성에 의하여, $h[n]*w[n]$ 으로 정의되는 이산시간펄스응답 $g[n]$ 의 최적값 $g_{opt}[n]$ 은 다음 [수식 3]을 이용하여 구해진다.

[0051] [수식 3]

[0052] $g_{opt}[n]=(1-e^{-T/\tau})/(1+e^{-T/\tau})$ if $n=1$, or $g[n]=0$ if $n \neq 1$.

[0053] 피드포워드등화기(FFE)가 탑재되지 않는 경우, 도 2 (c)를 참조하면 아이 다이어그램(eye diagram)은 닫히게 되고, 이는 피드포워드등화기(FFE)가 아이 다이어그램을 개선할 수 있다는 것을 알 수 있다.

[0054] 최소자승법 LSE(least-square-error)는 다양한 채널에서 피드포워드등화기(FFE) 계수를 결정하기 위하여 사용된다. 최소자승법의 해인 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE) 계수 $w_{lse}[n]$ 는 $g[n](=h[n]*w[n])$ 과 $\delta[n-m]$ 사이의 거리를 최소화 하는 값으로서, 다음 [수식 4]와 같이 표현된다.

[0055] [수식 4]

$$w_{lse}[n] = \arg \min_{w[n]} \|h[n] * w[n] - \delta[n-m]\|_2$$

[0056]

[0057] 최소자승법의 해를 구하기 위해서 벡터와 매트릭스 표현을 사용하면 상기 [수식 4]의 해를 [수식 5]와 같이 근사화할 수 있다. w_{lse} 와 $\underline{h}$ 는 벡터이고 각각 $w_{lse}[n]$ 와 $h[n]$ 의 잘라낸(truncated) 벡터 표현이다. $\underline{h}_k$ 와 $\underline{\delta}_m$ 은 각각 n 번째 원소로 $h[n+k-1]$ 과 $\delta[n-m-1]$ 을 가지는 열(column) 벡터이다. 그리고 $\underline{h}$ 를 $H=[\underline{h} \ \underline{h}_{-1} \ \underline{h}_{-2} \ \cdots \ \underline{h}_{-n}]$ 로 표현하였다.

[0058] [수식 5]

$$w_{lse} \approx \arg \min_w \|Hw - \underline{\delta}_m\|_2 = (H^T H)^{-1} H^T \underline{\delta}_m$$

[0059]

[0060] 일반적으로 도 1에 도시된 피드포워드등화기(FFE) 송신기에서 전송되는 신호의 최대값 $|v[n]|$ 은 아래의 [수식 6]과 같은 제약조건을 가지고 있다. 따라서, 식[수식 5]를 만족하기 위해 [수식 7]과 같이 $w_{lse}[n]$ 을 정규화하였다.

[0061] [수식 6]

[0062] $\max |v[n]| = |w[0]| + |w[1]| + |w[2]| + \dots + |w[N]| \leq 1$

[0063] 따라서, [수식 6]를 만족하기 위하여 아래 [수식 7]과 같이 $w_{lse}[n]$ 을 정규화(normalize)할 수 있다.

[0064] [수식 7]

$$w_{opt} = \frac{w_{lse}}{\|w_{lse}\|_1} = \frac{w_{lse}}{\sum_{\forall n} |w_{lse}[n]|}$$

[0065]

[0066] 본 발명의 실시예를 설명함에 있어서 편의상 종래의 피드포워드 등화송신기(conventional FFE)를 C-FFE로 지칭하고, 본 발명의 계수 오류 영향을 방지하는 등화송신기(robust-FFE)를 B-FFE로 지칭하기로 한다.

[0067] 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 하드웨어 구현 및 이와 관련된 계수오류(coefficient error)은 다음과 같다.

[0068] 도 3은 종래 기술에 따른 3-탭 피드포워드등화기 송신기 구조를 도시하며, 도 3 (b)에 도시된 플립플롭(flip-

$$D_{n-i} \overline{D_{n-i}}$$

flop) 또는 래치(latch)는 도 1의 지연요소(Delay unit, D)로 동작한다. 래치의 출력인 $x[n-i]$ 을 표현하며, 도 3 (a)의 진리표에 따라 그 값이 결정된다.

$$D_{n-i} \overline{D_{n-i}}$$

[0069] 도 3(b)의 차등전류모드로직회로(CML, Differential Current Logic)는 래치의 출력 $x[n-i]$ 의 값에 따라 tail 전류 $|w[i]|$ 의 방향을 결정하고, 상기 래치의 출력값들이 출력 노드인 Txp과 Txn에 더해서, 아래 [수식 8]과 같이 $w[i]x[n-i]$ 들의 합을 계산한다. 여기서 Txp과 Txn 사이의 V_{Tx} 는 도 1의 $v[n]$ 에 해당하는 테브닌 차등등가전압(Thevenin-equivalent differential voltage)이다.

[0070] [수식 8]

[0071] $V_{Tx} = (V_{dd} - RI_{Txp}) - (V_{dd} - RI_{Txn}) = R(I_{Txn} - I_{Txp})$

[0072] $= R(w[0]x[n] + w[1]x[n-1] + w[2]x[n-2])$

[0073] 이 때, V_{Tx} 가 너무 크면 트랜지스터가 원하지 않는 상태로 동작하는 문제가 있으므로, 상기 [수식 6]과 같은 제한조건이 필요하다.

[0074] 피드포워드등화기의 송신기는 주로 나노 소자의 산포(variation)과 같은 이유로 발생하는 계수 오류(coefficient error)에 취약한 문제점이 있다.

[0075] 즉, 도 3 (c)에 도시된 전류원(current source) 및 계수 $|w[n]|$ 은 나노스케일 기술에 의해 발생하는 산포에 민감하고, 이러한 산포는 마이크로미터 이하의 기술에서 제어가 용이하지 않아 견고성(robustness)를 확보하지

못하는 문제점이 있다.

- [0076] 도 1에 도시된 바와 같이, 나노소자의 산포에 의한 영향은 계수 w 에 더해지는 확률 변수(constant random variable) Δw 로 모델링할 수 있다. 공정상의 왜곡, 확률변수, 온도변동, 노화 등이 산포의 원인이 되는 바, 이러한 현상들은 제조과정, 회로 동작 변화 등에 의해서 몇 분 내지 몇 년에 걸쳐 데이터 통신보다 매우 천천히 발생하는 바, 전송 중 발생하는 계수 오류는 Δw 과 같은 난수 모델링이 적합하다.
- [0077] 이하에서는 도 4a 및 도 4b를 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 피드포워드등화송신기(100)에 대해서 구체적으로 설명하도록 한다. 도 4A는 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)를 포함하는 고속인터커넥트 시스템의 블록도이고, 도 4b는 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)를 구체적으로 도시한 블록도이다.
- [0078] 도 4a에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)를 포함하는 고속인터커넥트 시스템은, 피드포워드등화송신기(100, B-FFE), 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)의 출력을 입력받는 수신기(300) 및 상기 피드포워드등화송신기(100, B-FFE) 및 상기 수신기(300) 사이의 통신을 위한 채널(200)을 포함하여 구성되어 있다.
- [0079] 수신기(300)와 채널(200)의 경우, 상술한 종래 고속인터커넥트 시스템의 설명시 언급하였으므로, 이하에서는 도 4b를 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)에 대해 구체적으로 설명하도록 하겠다.
- [0080] 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)는 도 4b에 도시된 바와 같이 입력단(130), 복수 개의 딜레이유닛(D), 제 1연산기(110) 및 데이터변화감지필터(120)를 포함한다. 입력단(130)은 정수시간 인덱스(n)에 따른 입력데이터(x)를 입력받는 구성으로써, $x[n]$ 은 전송된 데이터 시퀀스로서 신호레벨은 1(비트 '1') 또는 -1(비트 '0') 값을 가진다. 이 때, m은 $x[n]$ 이 채널을 통과하여 수신기에 도착할 때까지의 지연된 시간을 의미한다. 복수 개의 딜레이 유닛(D)의 상기 입력단(130)에 직렬로 연결되고, 제 1연산기(110)는 상기 복수 개의 딜레이유닛(D)으로부터 각각 출력되는 탭 신호를 합산하는 기능을 수행한다. 마지막으로, 데이터변화감지필터(120)는 입력데이터(x)의 변화에 기초하여 데이터천이값(b)을 출력하는 기능을 수행하는데, 이하에서는 데이터변화감지필터(120)를 중심으로 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)에 대하여 설명하도록 하겠다.
- [0081] 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기(100, B-FFE)에서의 데이터변화감지필터(120)는 도 4b에 도시된 바와 같이 상기 복수 개의 딜레이유닛(D) 중 서로 이웃하는 어느 두 개의 딜레이유닛(D) 사이에 배치되는 것도 가능하고, 입력단(130)과 상기 입력단(130)과 이웃하여 연결된 최선단의 딜레이유닛(D) 또는 제 1연산기(110)와 상기 제 1연산기(110)와 이웃하여 연결된 최후단의 딜레이유닛(D) 사이에 배치되는 것도 가능하다.
- [0082] 데이터변화감지필터(120)는 구체적으로 하나의 딜레이유닛(122) 및 상기 하나의 딜레이유닛(122)과 연결되는 제 2연산기(121)로 구성되어 있으며, 특히 제 2연산기(121)는 상기 하나의 딜레이유닛(122)으로 입력되는 이전 값($x[n-m+1]$) 및 상기 하나의 딜레이유닛(122)으로부터 출력되는 현재 값($x[n-m]$)에 기초하여 상기 데이터천이값($b[n-m]$)을 연산하는 기능을 수행한다.
- [0083] 데이터변화감지필터(120)가 데이터천이값을 연산하는 과정을 좀 더 구체적으로 살펴보도록 하겠다. 도 4b에서의 $x[n]$ 은 입력 데이터, $b[n-m]$ 은 $x[n]$ 의 데이터천이(data transition)를 나타내는 값이다. 또한 $c[n]$ 은 데이터의 변화를 감지하는 고역필터(HPF)로써 $c[m-1]$ 은 0.5, $c[m]$ 은 -0.5, 그리고 n이 m-1 또는 m이 아닌 모든 정수인 경우 $c[n]$ 은 0이다. 즉, 아래 [수식 9]와 같이 $c[n]$ 은 $x[n-m+1]$ 을 $b[n-m]$ 로 전환시키는 값으로 정의된다.
- [0084] [수식 9]
- [0085]
$$b[n-m]=0.5x[n-m+1]-0.5x[n-m]=c[n]*x[n].$$
- [0086] $x[n]$: 입력데이터
- [0087] $b[n-m]$: 입력데이터의 천이

[0088] $c[n]$: 데이터변화 감지 하이패스필터

[0089] $b[n-m]$ 은 -1, 0, 1의 값을 가질 수 있고, $b[n-m]$ 이 -1인 경우에는 $x[n]$ 이 1에서 -1로 변화한 것을 의미하고, $b[n-m]$ 이 1인 경우에는 $x[n]$ 이 -1에서 1로 변화한 것을 의미하며, $b[n-m]$ 이 0인 경우에는 $x[n]$ 의 변화가 없음을 의미한다. 즉, $b[n-m]$ 은 $x[n]$ 이 변화하는 정보를 포함한다.

[0090] 결국, 상기 [수식 9]에 의해서 연산되어 출력되는 데이터천이값은 데이터변화감지필터(120)로 입력되는 데이터가 1에서 -1로 바뀌면 -1이 되고, 입력되는 데이터가 -1에서 1로 바뀌면 1이 되며, 입력되는 데이터의 변화가 없으면 0이 된다.

[0091] 또한, 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화송신기는 데이터천이값($b[n-m]$)은 데이터 스트림 중에서 연속된 복수의 디지털 비트값의 논리회로 결합을 통하여 연산되는 것이 가능하다.

[0092] 도 5 (a)는 본 발명의 일 실시예에 따른 3-탭 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 상기 [수식 9]를 표현하는 진리표로서, 두 개의 디지털 비트(D_{pn-i-1} , D_{mn-i-1})를 이용하여 $b[n-i-1]$ 값을 나타낸 표이다. 이 때, 두 개의 디지털 비트 D_{pn-i-1} 과 D_{mn-i-1} 는 AND 게이트를 이용하여 도 5 (b)와 같이 구성된다.

[0093] 도 5 (c)는 본 발명의 일 실시예에 따른 3-탭 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 덧셈과 계수의 곱을 계산하는 회로의 구성도로서, 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE) CML 회로와 같은 타입의 회로이다. 나노스케일 CMOS 기술에서 AND 게이트의 비용은 매우 낮기 때문에 본 발명에 따른 B-FFE를 구성하는데 있어 경제적인 효과가 있다.

[0094] 또한, 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(100, B-FFE)에서는, 상술한 바와 같이 N 개의 딜레이유닛(D)으로부터 각각 탭 신호가 출력되는데, 상기 탭 신호에는 피드포워드등화기 계수(a) 및 확률계수오류 상수(constant random coefficient error) Δa 를 포함하며, 특히 상기 피드포워드등화기 계수(a)는 사용자에게 의해서 조정할 수 있도록 구성되는 것이 바람직한데, 이는 정상상태에서는 상술한 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)와 본 발명의 일 실시예에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)를 수학적으로 동일하게 매핑할 수 있도록 하기 위함이다.

[0095] 이를 구체적으로 설명하기 위해서, 상술한 [수식 9]를 벡터와 행렬표현을 사용하여 상기 [수식 9]를 정리하면 $b[n]$ 을 $B_x x[n]$ 로 나타낼 수 있으며, 이때 $b[n] = [x[n] \ x[n-1] \ \cdots \ x[n-m+1], \ b[n-m] \ b[n-m-1] \ \cdots \ b[n-N]]^T$, $x[n] = [x[n] \ x[n-1] \ x[n-2] \ \cdots \ x[n-N]]^T$ 으로 정의되며 B_x 는 아래 [수식 10]과 같다. (B_x 는 $N+1$ by $N+1$ matrix이고, B_x 왼쪽 상단의 identity matrix는 m by m 의 matrix이다.)

[0096] [수식 10]

$$B_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & -0.5 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & -0.5 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & -0.5 \end{bmatrix}.$$

[0097]

[0098] 한편, 상술한 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 $v[n]$ 은 $\underline{x}[n]^T \underline{w}$ 이므로, $v[n]=\underline{b}[n]^T \underline{a}=\underline{x}[n]^T \underline{B}_x^T \underline{a}$ 및 $v[n]=\underline{x}[n]^T \underline{w}$ 을 이용하여, 어떠한 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)라도 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)와 정상상태에서 완전히 일치하는 계수인 $\underline{a}=[a_0 \ a_1 \ \dots \ a_n]^T$ 를 아래 [수식 11] 및 [수식 12]와 같이 유도할 수 있다.

[0099] [수식 11]

$$\underline{w}=\underline{B}_x^T \underline{a}$$

[0101] [수식 12]

$$\underline{a}=(\underline{B}_x^T)^{-1} \underline{w}$$

[0103] 상기 [수식 11] 및 [수식 12]을 이용하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 피드포워드등화기(100, B-FFE)의 피드포워드등화기 계수($\underline{a}$)는 종래의 피드포워드등화기(C-FFE)의 피드포워드등화기 계수($\underline{w}$)와 매핑이 가능하게 되므로, 본 발명의 일 실시예에 따른 피드포워드등화기(100, B-FFE)는, 종래 피드포워드등화기(C-FFE) 대비 계수오류에 강하다는 효과뿐만 아니라, 종래의 모든 피드포워드등화기(C-FFE)의 기능을 그대로 구현이 가능하다는 효과를 도출할 수 있다.

[0104] 앞서 언급한 바와 같이 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)에서 발생하는 소자의 산포 영향은 확률계수오류 상수(constant random coefficient error) $\Delta \underline{a}$ 가 피드포워드등화기 계수 $\underline{a}$ 에 더해지는 형태로 모델링된다.

[0105] 이하에서는 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 견고성(robustness) 확보에 대하여 설명한다. 본 발명의 일 실시예에 따른 1차 RC채널에서의 2-탭 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기를 예로 들어 설명하도록 한다.

[0106] 피드포워드등화기(FFE)는 LTI 시스템이므로, 펄스 응답(pulse response)의 섭동(perburbation)으로부터 계수오류의 영향을 분석할 수 있다.

[0107] 피드포워드등화기(FFE)의 정상계수(nominal coefficient)에 0을 대입함으로써, $y[n]$ 의 섭동인 $\Delta y[n]$ 을 획득할 수 있다. 즉, 도 1에 도시된 $w[n]$ 을 0으로 대체하여 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)에 관한 [수식 13]을 유도할 수 있다.

[0108] [수식 13]

$$\Delta y[n]=\left(\Delta w[n]*h[n]\right)*x[n]=\sum_{m=0}^N h_{\Delta w[m]}[n]*x[n]$$

[0109]

[0110] 상기 [수식 13]에서 $\Delta w[m]h[n-m]$ 로 정의되는 $h_{\Delta w[m]}[n]$ 은 입력데이터 $x[n]$ 이 전송 되었을 때 계수 오류 $\Delta w[m]$ 이 $\Delta y[n]$ 에 미치는 영향을 의미한다.

[0111] 이 때, 상기 [수식 13]을 참조하면, $\Delta y[n]$ 은 계수오류 $\Delta w[m]$ 의 모든 영향을 합산한 값이므로, 피드포워드등화

기(FFE) 시스템의 섭동은 일반적인 펄스응답처럼 모든 $h_{\Delta w[m]}[n]$ 을 이용하여 표현할 수 있다. 따라서, $h_{\Delta w[m]}[n]$ 을 $\Delta w[m]$ 에 의한 계수오류펄스(coefficient error pulse)로 정의할 수 있다. 도 4를 참조하면, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 펄스응답 변화 $\Delta y[n]$ 를 다음 [수식 14]와 같이 유도할 수 있다.

[수식 14]

$$\Delta y[n] = \left(\sum_{k=0}^{m-1} \Delta a[k] h[n-k] + \sum_{k=m}^N \Delta a[k] h[n-k] * c[n] \right) * x[n] = \sum_{k=0}^N (h_{\Delta a[k]}[n] * x[n])$$

상기 [수식 14]에 있어서, $h_{\Delta a[m]}[n]$ 은 $\Delta a[m]$ 에 의한 계수오류펄스응답(coefficient error pulse response)이다. $0 \leq k \leq m-1$ 일 때 $h_{\Delta a[k]}[n] = \Delta a[k] h[n-k]$ 로, $m \leq k \leq N$ 일 때 $h_{\Delta a[k]}[n] = \Delta a[k] h[n-k] * c[n] = 0.5 \Delta a[k] (h[n-k-m+1] - h[n-k-m])$ 로 정의된다.

도 6은 1차 RC채널의 손실을 보상하기 위하여 탑재된 종래 기술에 따른 2-탭 피드포워드등화기(2-tap C-FFE)에서 $\Delta w[0]$ 의 영향을 시뮬레이션 한 결과를 나타낸 도면이다. 계수 오류가 발생하지 않은 경우, 도 6 (a)에서 도 시된 바와 같이 신호간 간섭(ISI)가 없는 펄스 응답을 확인할 수 있었으며, 이러한 결과는 도 6 (b)의 실선과 같이 완벽하게 아이 다이어그램(eye diagram)을 만든다.

그러나, 도 6 (a)의 2 또는 4와 같이 계수오류 $\Delta w[0]$ 가 전송되는 펄스 및 응답이 정상상태로부터 약간의 변화가 있다면 도 6 (b)와 같이 아이 다이어그램의 위, 아래 부분의 퍼짐 현상이 발생된다. 즉, 도 6 (b)에서 발생된 아이 다이어그램 퍼짐의 최대치는 도 6 (d)에 도 시된 바와 같이 $\Delta w[0]$ 오류만 있을 때의 $\Delta y[n]$ 으로 표현되는 $\Delta y_{\Delta w[0]}[n]$ 의 아이 다이어그램의 최대값과 같다.

$\Delta w[0]$ 의 오류만 있을 때 감소된 아이(eye)의 높이를 $\Delta v_{eye, \Delta w[0]}$ 로 정의하면, $\Delta v_{eye, \Delta w[0]}$ 는 $2 \max |\Delta y_{\Delta w[0]}[n]|$ 로 표현될 수 있다.

도 6 (c)에 도 시된 바와 같이, $h_{\Delta w[0]}[n]$ 은 지수적으로 감소하는 RC응답이므로, $\max |\Delta y_{\Delta w[0]}[n]|$ 는 모든 n 에 대하여 $x[n]=1$ 또는 -1 일 때 발생한다. 이 때, 오류 비율을 α_0 라 가정하면 계수 오류 $\Delta w[0]$ 는 $\alpha_0 w[0]$ 로 나타낼 수 있으므로, [수식 1], [수식 2], [수식 13]으로부터 다음 [수식 15]로써 $\max |\Delta y_{\Delta w[0]}[n]|$ 를 유도할 수 있다.

[수식 15]

$$\max |\Delta y_{\Delta w[0]}[n]| = \max |\Delta w[0] h[n] * x[n]|$$

$$= |\Delta w[0]| \sum \forall_n h[n] = |\Delta w[0]| = \alpha_0 |w[0]| / (1 + e^{-T/\tau})$$

또한, $\Delta w[1]$ 에 상기 $\Delta w[0]$ 에 관한 정의를 적용하면, 다음 [수식 16]과 같이 $\max |\Delta y_{\Delta w[1]}[n]|$ 을 유도 할 수 있다.

[수식 16]

$$\max |\Delta y_{\Delta w[1]}[n]| = \max |\Delta w[1] h[n-1] * x[n]| = |\Delta w[1]| \sum \forall_n h[n]$$

$$= |\Delta w[1]| = \alpha_1 |w[1]| e^{-T/\tau} / (1 + e^{-T/\tau})$$

[0126] 도 6 (d)에서 $\Delta w[0]$ 는 -0.12로써 0.6인 $w[0]$ 의 -20%이다. 따라서, T가 0.4τ 일 때 $\max|\Delta y_{\Delta w[0]}[n]|$ 는 0.12가 되고, 도 6 (b)과 같이 감소된 아이(eye)의 높이 $\Delta v_{eye, \Delta w[0]}=0.4-0.16=2\max|\Delta y_{\Delta w[0]}[n]|=0.12 \times 2=0.24$ 가 된다.

[0127] 도 7은 도 6에서의 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE) 대신 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)를 탑재한 경우 $\Delta a[1]$ ($=-0.2a[1]$)의 영향을 시뮬레이션 한 결과를 나타낸 도면이다. 정상상태에서는 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)와 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 동작은 동일하므로, 도 7(a)의 3과 같이 신호간 간섭(ISI)이 없는 펄스응답을 획득할 수 있고, 도 7(b)의 실선부를 참조하면 아이 다이어그램의 퍼짐현상이 없는 것을 확인할 수 있다.

[0128] 도 7(a)의 4를 참조하면, $\Delta a[1]$ 는 신호 응답(pulse response)을 변화시키고, 그림 7 (b)의 점선과 같이 아이 다이어그램을 퍼지게 한다.

[0129] 그러나, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)는 도 4에 도시된 $c[n]$ 이 고역필터(HPF)로 동작하므로, 도 7(c)의 1에서 확인할 수 있는 바와 같이, 송신 펄스의 섭동을 변형시켜 $h_{\Delta a[1]}[n]$ 을 감소시킨다.

[0130] 그 결과, 도 7(c)와 도 6(c)를 비교하면, 도 7 (c)의 $h_{\Delta a[1]}[n]$ 은 도 6(c)의 $h_{\Delta w[0]}[n]$ 보다 상당히 약해짐으로써, 도 7(d) 및 도 7(b)에서의 아이 다이어그램의 퍼짐은 도 6(d) 및 도 6(b)와 비교하여 볼 때 훨씬 작은 것을 확인할 수 있다.

[0131] 상기 [수식 15] 및 [수식 16]의 a_n 과 유사하게 오류비율을 β_n 이라 가정하면 $\Delta a[m]=\beta_n a[m]$ 임을 이용하여 다음 [수식 17] 및 [수식 18]과 같이 $h_{\Delta a[m]}[n]$ 을 유도할 수 있다.

[0132] [수식 17]

$$h_{\Delta w[0]}[n]=\Delta a[0]c[n]=\begin{cases} 0 & n<1 \\ \beta_0 \frac{(1-e^{-T/\tau})^2}{1+e^{-T/\tau}} e^{-(n-1)T/\tau} & n \geq 1 \end{cases}$$

[0133]

[0134] [수식 18]

$$h_{\Delta a[1]}[n]=\Delta a[1]c[n]*c[n]=\begin{cases} 0 & n<1 \\ \beta_1 \frac{e^{-T/\tau}(1-e^{-T/\tau})}{1+e^{-T/\tau}} & n=1 \\ -\beta_1 \frac{(1-e^{-T/\tau})^2 e^{-(n-1)T/\tau}}{1+e^{-T/\tau}} & n \geq 2 \end{cases}$$

[0135]

[0136] $c[n]$ 은 $h_{\Delta a[0]}[n]$ 을 변형 시키지 않는다. 그러므로, $h_{\Delta a[0]}[n]$ 은 $h_{\Delta w[0]}[n]$, $h_{\Delta w[1]}[n]$ 과 동일하게 지수적으로 감

소하며, $h_{\Delta a[1]}[n]$ 에서 발생하는 섭동 감소 효과는 나타나지 않는다. 그러나, [수식 19]와 같이 정상 값 $a[0]$ 는 작은 값을 가지므로, $|\Delta a[0]|$ 는 $|\Delta w[0]|$, $|\Delta w[1]|$, 그리고 $|\Delta a[1]|$ 보다 일반적으로 훨씬 작은 값을 가진다.

[0137] [수식 19]

$$a[0] \approx 4 |H(f_N)| / \pi$$

[0138]

[0139] $H(f)$: 채널의 주파수응답

[0140] f_N : 나이퀴스트 주파수

[0141] 상기 [수식 19]는 다음과 같이 유도가 가능하다. 우선, $x[n] = \dots, 1, -1, 1, -1, 1, \dots$ 은 $v(t)$ ($v[n]$ 에 상응하는 연속시간신호)를 사각파로 만든다. 따라서 $v(t)$ 의 1차 고조파 신호(1st harmonic)인 $v_{1st}(t) = 4\sin(2f_N t) / \pi$ 가 된다. 채널은 저역필터(LPF이므로 수신기에서는 $y_{1st}(t)$ ($y[n]$ 에 상응하는 연속시간신호 $y(t)$ 의 1차 고조파신호)가 우세하다. 채널왜곡이 잘 보상 되었을 때, $|y_{1st}(t)| \approx a[0]$ 로 근사가 가능하므로, $y_{1st}(t) \approx a[0]\sin(2\pi f_N t)$ 이 된다. 이 때 나이퀴스트 주파수 f_N 에서 $|y_{1st}(t)| \approx |v_{1st}(t)| |H(f_N)|$ 이다.

[0142] 상기 [수식 19]에 따르면 약 20%의 오류 이내에서 $a[0]$ 값을 예측할 수 있으며, 상기 [수식 19]를 통하여 $a[0]$ 가 다른 계수들보다 훨씬 작은 값을 알 수 있다. 본 실시예에서, 동일한 20%의 계수 오류에 대하여, $|\Delta a[0]|$ 는 0.04임에 비하여, $|\Delta w[0]|$ 는 0.12, $|\Delta w[1]|$ 는 0.08, $|\Delta a[1]|$ 는 0.16이 된다.

[0143] $\Delta a[0]$ 와 $\Delta a[1]$ 의 영향을 표현하는 상기 [수식 14], [수식 17] 및 [수식 18]을 이용하여, 아래 [수식 20] 및 [수식 21]과 같이 최악의 섭동(the worst perturbation)값인 $\max |\Delta y_{\Delta a[0]}[n]|$ 및 $\max |\Delta y_{\Delta a[1]}[n]|$ 를 계산할 수 있다.

[0144] [수식 20]

[0145] $\max |\Delta y_{\Delta a[0]}[n]| = \max |\Delta a[0] h[n] * x[n]|$

[0146] $= |\Delta a[0]| \sum \forall_n h[n] = |\Delta a[0]| = |\beta_0| (1 - e^{-T/\tau}) / (1 + e^{-T/\tau})$

[0147] [수식 21]

[0148] $\max |\Delta y_{\Delta a[1]}[n]| = \max |\Delta a[1] h[n] * c[n] * x[n]|$

[0149] $= 0.5 |\Delta a[1]| \{h[1] - \sum \forall_{n \geq 2} (h[n] - h[n-1])\} = |\Delta a[1]| (1 - e^{-T/\tau})$

[0150] $= 2 |\beta_1| e^{-T/\tau} (1 - e^{-T/\tau}) / (1 + e^{-T/\tau})$

[0151] 도 7에 도시된 20%의 계수오류를 가지는 경우, $\Delta a[1]$ 는 0.16, $\max |\Delta y_{\Delta a[1]}[n]|$ 는 0.05로 근사가 되고, 아이(eye) 크기는 약 0.29이다. 이 값은 도 6의 0.16에 비해 80% 향상된 값을 알 수 있다. 또한, $\max |\Delta y_{\Delta a[1]}[n]|$ 는 $\max |\Delta y_{\Delta w[0]}[n]|$ (=0.12) 보다 56%, $\max |\Delta y_{\Delta w[1]}[n]|$ (=0.08)보다 33% 작은 값을 알 수 있다.

[0152] 주파수 영역(frequency domain)의 분석을 통하여 설명되는, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화

기(B-FFE)가 견고성(robustness)을 개선하는 방법은 다음과 같다.

[0153] 도 1을 참조하면, $\Delta w[m]$ 에 의하여 송신된 펄스의 연속시간 섭동함수 $p_{\Delta w[m]}(t)$ 은 아래 [수식 22]와 같이 유도되며, 종래기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)에서 $\delta[n]$ 이 $x[n]$ 으로 입력되는 경우 $p_{\Delta w[m]}(t)$ 의 스펙트럼 ($P_{\Delta w[m]}(f)$)은 아래 [수식 23]가 같이 유도된다.

[0154] [수식 22]

[0155] $p_{\Delta w[m]}(t) = \Delta w[m] \Pi_T(t - mT)$

[0156] [수식 23]

[0157] $P_{\Delta w[m]}(f) = \Delta w[m] \Lambda_T(f) e^{-j2\pi f m T} = \Lambda_{\Delta w[m], T}(f) e^{-j2\pi f m T}$

[0158] 상기 [수식 22]에서 $\Pi_T(t)$ 함수는 $0 \leq t < T$ 일 때 $\Pi_T(t) = 1$ 이고, 그 외의 모든 t 에 대해서 $\Pi_T(t) = 0$ 으로 정의된다.

[0159] 상기 [수식 23]에서, $\Lambda_T(f) = T \text{sinc}(fT) e^{-j\pi f T}$ 는 $\Pi_T(t)$ 의 푸리에 변환이며 $\Lambda_{\Delta w[m], T}(f) = \Delta w[m] \Lambda_T(f)$ 이다. 또한, $h(t)$, 상기 [수식 22] 및 [수식 23]으로부터, $p_{\Delta w[m]}(t)$ 의 연속시간채널응답인 $h_{\Delta w[m]}(t)$ 및 그 스펙트럼 $H_{\Delta w[m]}(f)$ 는 아래와 같이 [수식 24] 및 [수식 25]와 같이 유도된다.

[0160] [수식 24]

[0161] $h_{\Delta w[m]}(t) = (h * p_{\Delta w[m]})(t)$

[0162] [수식 25]

[0163] $H_{\Delta w[m]}(f) = H(f) P_{\Delta w[m]}(f) = H(f) \Lambda_{\Delta w[m], T}(f) e^{-j2\pi f m T}$

[0164] 상기 [수식 25]에서 $\Lambda_{\Delta w[m], T}(f)$ 는 $x[n] = \delta[n]$ 의 시퀀스에 대해서 $\Delta w[m]$ 과 $x(t) = \Pi_T(t)$ 의해 발생하는 $\Pi_{\Delta w[m], T}(t) = \Delta w[m] \Pi_T(t)$ 의 푸리에 변환이다. 따라서 $\Pi_{\Delta w[m], T}(t)$ 와 $\Lambda_{\Delta w[m], T}(f)$ 는 $\Delta w[m]$ 에 의한 입력단 기준의 계수 오류 펄스 및 그 스펙트럼으로 정의된다.

[0165] 한편, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)에서의 $\Delta a[m]$ 에 의한 연속시간 송신오류펄스 $p_{\Delta a[m]}(t)$ 와 그 스펙트럼은 아래 [수식 26] 및 [수식 27]과 같이 유도된다.

[0166] [수식 26]

$$p_{\Delta[m]}(t) = \begin{cases} \Delta[0]\Pi_T(t) & m=0 \\ 0.5\Delta[m]\{\Pi_T(t-(m-1)T) - \Pi_T(t-mT)\} & 1 \leq m \leq N \\ = \Delta[m]\Pi_T(t-(m-1)T) * d(t) & \end{cases}$$

[0167]

[0168] [수식 27]

$$P_{\Delta[m]}(f) = \begin{cases} \Delta[0]\Lambda_T(f) = \Lambda_{\Delta[0],T}(f) & n=0 \\ \Delta[m]\Lambda_T(f)e^{-j2\pi f(m-1)T}C(f) & 1 \leq n \leq N \\ = \Lambda_{\Delta[m],T}(f)e^{-j2\pi f(m-1)T}C(f) & \end{cases}$$

[0169]

[0170] 이 때, $c(t)=0.5\delta(t)-0.5\delta(t-T)$ 는 $c[n]$ 의 연속시간 임펄스 응답이고, $C(f)=j\sin(\pi fT)e^{(-j\pi fT)}$ 는 $c(t)$ 의 스펙트럼을 의미한다. $\Delta a[m]$ 에 의한, 연속시간 계수 오류 펄스 응답 $h_{\Delta a[m]}(t)$ 은 $(h * p_{\Delta a[m]})(t)$ 이므로, $H(f)$ 와 $P_{\Delta a[m]}(f)$ 로부터 $h_{\Delta a[m]}(t)$ 의 스펙트럼 $H_{\Delta a[m]}(f)$ 를 아래 [수식 28]과 같이 유도할 수 있다.

[0171] [수식 28]

$$H_{\Delta[m]}(f) = \begin{cases} H(f)\Lambda_{\Delta[0],T}(f) & m=0 \\ H(f)\Lambda_{\Delta[m],T}(f)e^{-j2\pi f(m-1)T}C(f) & 1 \leq m \leq N \end{cases}$$

[0172]

[0173] 상기 [수식 23], [수식 25], [수식 27], [수식 28]을 통하여 볼 때, 공통된 표현인 $\Lambda_{\Delta \text{coeff}[m],T}(f) = \Delta_{\text{coeff}[m]} \Lambda_T(f)$ 은 $\Pi_T(t)$ 가 입력 펄스로 입력되는 경우 계수 오류($\Delta_{\text{coeff}[m]}$)에 의한 입력단 기준의 계수 오류 응답의 스펙트럼이다. 따라서 $\Lambda_{\Delta \text{coeff}[m],T}(f)$ 는 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE) 및 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)에서 모두 sinc함수이다. 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)를 위한 $\Lambda_{\Delta w[n],T}(f)$ 는 상기 [수식 25]와 같이 오직 $H(f)$ 에 의해서만 필터링되는 것에 비하여, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)에서는 $\Lambda_{\Delta a[n],T}(f)$ ($n \neq 0$)가 상기 [수식 28]과 같이 고역필터(HPF) $C(f)$ 와 저역필터(LPF) 채널 $H(f)$ 에 의해 필터링 된다. 따라서, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 $H_{\Delta a[n]}(f)$ ($n \neq 0$)는 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 $H_{\Delta w[n]}(f)$ 보다 훨씬 더 약하며, n 이 0인 경우 $\Lambda_{\Delta a[0],T}(f)$ 은 상기 [수식 19]에 표현된 바와 같이, 다른 값보다 훨씬 작은 값을 가진다.

[0174] 도 8의 (a) 내지 (c)는 f_N 에서 18dB의 손실이 발생하는 1차 RC채널에서 종래 기술에 따른 2-탭 피드포워드등화기(C-FFE) 및 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 다양한 스펙트럼을 비교한 그래프이다.

[0175] 도 8 (a)를 참조하면, 종래기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE) 및 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 입력단 기준의 계수 오류 펄스 스펙트럼 ($\Lambda_{\Delta w[0],T}(f)$, $\Lambda_{\Delta w[1],T}(f)$, $\Lambda_{\Delta a[0],T}(f)$, 그리고 $\Lambda_{\Delta a[1],T}(f)$)은 낮은 주파수에 에너지가 집중되어 있는 sinc 함수 형태를 가진다. 도 8 (b)는 고역필터(HPF)인 C(f)의 스펙트럼을 나타낸다. C(f)는 낮은 주파수에서 $P_{\Delta a[1]}(f)$ 의 크기를 약화시켜 도 8(a)에서 도시된 바와 같이 $P_{\Delta w[0]}(f)$ 와 $P_{\Delta w[1]}(f)$ 보다 작은 크기를 가지도록 한다. 또한, 도 8(b)를 참조하면, H(f)의 스펙트럼이 주파수가 커짐에 따라 급격하게 감소한다. 따라서 상기 [수식 28]에서 보듯이 C(f)H(f)가 전체적인 주파수 범위에서 작은 크기를 가지고, 도 8에서 보듯이 $H_{\Delta a[1]}(f)$ 은 $H_{\Delta w[0]}(f)$ 또는 $H_{\Delta w[1]}(f)$ 보다 훨씬 작다. 고역필터(HPF) C(f)로 필터링 되지 않은 $H_{\Delta a[0]}(f)$ 또한 상기 [수식 19]에 의하여 $H_{\Delta w[0]}(f)$ 또는 $H_{\Delta w[1]}(f)$ 보다 작은 값이다.

[0176] 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기는 채널의 분산이 심하여 계수오류의 견고성이 중요한 경우 효과적이다. 도 8(d)는 도 8(c)의 스펙트럼을 보다 손실이 큰 36dB의 채널에서 시뮬레이션 한 결과를 도시한다. $H_{\Delta a[0]}(f)$ 과 $H_{\Delta a[1]}(f)$ 은 $H_{\Delta w[0]}(f)$ 및 $H_{\Delta w[1]}(f)$ 과 비교하여 볼 때 도 8 (c)에서 보다 도 8 (d)에서 더욱 큰 차이로 값이 작음을 알 수 있다. 따라서 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)는 손실이 큰 채널에서 훨씬 좋은 개선효과를 제공한다.

[0177] 아이 다이어그램(eye diagram)은 통신의 품질의 측정하기 위해서 널리 사용되는 방식이다. 따라서, 피드포워드등화기(FFE)의 견고성(robustness)을 수량화하기 위해서는 아이 다이어그램이 얼마나 많은 계수 오류를 견딜 수 있는지에 관하여 n번째 피드포워드등화기(FFE) 계수 $\kappa[n]$ 에 대한 아이 민감도 $S_{\kappa[n]}$ 을 이용하여 정량화한다. $S_{\kappa[n]}$ 는 최적의 아이 높이 v_{eye} 로 부터 $\Delta \kappa[n]$ 에 의한 아이의 높이 감소값 $\Delta v_{eye, \Delta \kappa[n]}$ 에 대한 감소율을 $\kappa[n]$ 의 오류율로 나누어 다음 [수식 29]와 같이 유도할 수 있으며, 이 때, 다른 계수 오류는 0로 대체한다.

[0178] [수식 29]

$$S_{\kappa[n]} = \frac{\left| \frac{\Delta v_{eye, \Delta \kappa[n]}}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta \kappa[n]}{\kappa[n]} \right|}$$

[0179]

[0180] 피드포워드등화기(FFE)의 아이 민감도(eye sensitivity)가 크다면, 피드포워드등화기(FFE)의 아이 다이어그램은 계수오류에 더욱 민감하다. 따라서, 아이 민감도는 견고성을 측정하는 방법으로 유용하다.

[0181] 1차 RC 채널을 위한 2-tap 피드포워드등화기(FFE)는 어떠한 섭동도 없는 경우, 이론적으로 완벽한 아이를 가지고, 도 6 및 상기 [수식 3]에 따르면 $g_{opt}[n]$ 에 의해 아이 높이(v_{eye})는 아래 [수식 30]과 같이 $2g_{opt}[1]$ 로 결정된다.

[0182] [수식 30]

[0183] $v_{eye} = 2(1 - e^{-T/\tau}) / (1 + e^{-T/\tau})$

[0184] 이전에 언급한 것과 같이 $\Delta v_{eye, \Delta w[m]} = -2 \max |\Delta y_{\Delta w[m]}[n]|$ 이므로, 상기 [수식 2], [수식 15], [수식 16]에 의하여 $w[0]$ 및 $w[1]$ 는 아래 [수식 31] 및 [수식 32]와 같은 아이 민감도를 가진다.

[0185] [수식 31]

$$S_{w[0]} = \frac{\left| \frac{\Delta v_{eye, \Delta w[0]}}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta w[0]}{w[0]} \right|} = \frac{\left| \frac{2\Delta w[0]}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta w[0]}{w[0]} \right|} = \frac{1}{1 - e^{-T/\tau}}$$

[0186]

[0187] [수식 32]

$$S_{w[1]} = \frac{\left| \frac{\Delta v_{eye, \Delta w[1]}}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta w[1]}{w[1]} \right|} = \frac{\left| \frac{2\Delta w[1]}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta w[1]}{w[1]} \right|} = \frac{e^{-T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}}$$

[0188]

[0189] $T \ll \pi \tau$ 인 경우, 상기 [수식 31] 및 [수식 32]는 테일러 급수 ($e^{-T/\tau} \approx 1 - T/\tau$)와 f_N 에서의 채널주파수특성 ($H(f_N) = 1/(1 + j2\pi f_N \tau) \approx T/(j\pi \tau)$)에 의하여 아래 [수식 33] 및 [수식 34]로 근사화시키는 것이 가능하다.

[0190] [수식 33]

$$S_{w[0]} \approx \frac{\tau}{T} = \frac{1}{\pi |H(f_N)|} \quad \text{if } T \ll \pi \tau$$

[0191]

[0192] [수식 34]

$$S_{w[1]} \approx \frac{\tau}{T} - 1 = \frac{1}{\pi |H(f_N)|} - 1 \quad \text{if } T \ll \pi \tau$$

[0193]

[0194] 도 9는 1차 RC채널을 위한 종래 기술에 따른 2-탭 피드포워드등화기(C-FFE) 및 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도와 $|H(f_N)|$ 을 도시한 그래프이다. 도 9를 참조하면 상기 [수식 33] 및 [수식 34]는 각각 상기 [수식 31] 및 [수식 32]와 유사함을 알 수 있다.

[0195] 높은 데이터속도를 위해 T를 감소시키는 경우, 채널손실과 $S_{w[0]}$ 그리고 $S_{w[1]}$ 은 분모 $(1-e^{-T/\tau})$ 가 0으로 수렴함에 따라서, 거의 선형적으로 무한대를 향하여 증가한다. $T=\tau$ 인 경우, 채널손실은 10dB, $S_{w[0]}=1.58$, 그리고 $S_{w[1]}=0.58$ 이다. 한편, $T=0.1\tau$ 일 때, 채널 손실은 30dB, $S_{w[0]}=10.5$, 그리고 $S_{w[1]}=9.5$ 이다. 즉, $T=0.1\tau$ 인 경우에 최악의 아이 민감도는 $T=\tau$ 일 때보다 6.6배 증가된다.

[0196] 일반적으로, 데이터 속도가 빠르고 채널손실이 큰 경우 아이 민감도 또한 매우 크며, 아이 민감도가 크다는 것은 계수 오류를 증폭시킨다는 것을 의미한다. 따라서 매우 작은 계수 오류라도 아이 다이어그램을 닫히게 할 수 있기 때문에 설계자는 과도하게 하드웨어 면적과 전력을 소모하더라도 계수의 산포(variation)를 엄격하게 제어해야 한다.

[0197] $T=0.1\tau$ 인 경우, 단지 1.9%의 $w[0]$ 오류도 아이의 높이를 20%까지 줄일 수 있으며, $T=\tau$ 인 경우, 12.6%의 $w[0]$ 오류가 상기와 동일한 아이의 높이를 줄인다. 따라서 채널 손실이 30dB이상 되는 매우 손실이 큰 채널에서 FFE의 설계 비용이 많이 소요된다.

[0198] 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)는 손실이 매우 큰 채널에서 아이 민감도를 개선시키는 효과가 있다. 1차 RC 채널을 위한 최적의 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE) 계수 $\underline{a}_{opt}$ 는 상기 [수식 2] 및 [수식 12]를 이용하여, 아래 [수식 35]와 같이 유도된다.

[0199] [수식 35]

$$[0200] \quad \underline{a}_{opt} = (B_x^T)^{-1} \underline{w}_{opt} = [(1-e^{-T/\tau})/(1+e^{-T/\tau}) \quad 2e^{-T/\tau}/(1+e^{-T/\tau})]^T$$

[0201] 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도는 상기 [수식 17] 및 [수식 18]의 $h_{\Delta a[m]}[n]$ 로부터 유도된다. 상기 [수식 14] 및 [수식 17]로부터 $\max |\Delta y_{\Delta a[0]}[n]|$ 은 $|\Delta a[0]|$ 임을 알 수 있고, $\Delta v_{eye} = -2\max |\Delta y_{\Delta a[0]}[n]|$ 이기 때문에 $\Delta v_{eye} = -2|\Delta a[0]|$ 이다. 또한, $v_{eye} = 2g_{opt}[n]$ 이고 $g_{opt}[n] = a[0]$ 이기 때문에 $v_{eye} = 2a[0]$ 이다. 따라서 $\Delta a[0]$ ($S_{a[0]}$)의 아이 민감도는 아래 [수식 36]으로 유도할 수 있다.

[0202] [수식 36]

$$S_{a[0]} = \frac{\left| \frac{\Delta v_{eye}}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta a[0]}{a[0]} \right|} \bigg|_{\Delta a[1]=0} = \frac{\left| \frac{2\Delta a[0]}{2a[0]} \right|}{\left| \frac{\Delta a[0]}{a[0]} \right|} = 1$$

[0203]

[0204] 도 9는 데이터속도가 증가할 때 $S_{w[0]}$ 와 $S_{w[1]}$ 은 증가하지만 $S_{a[0]}=1$ 임을 도시한다. 따라서, 매우 높은 데이터속도를 가지더라도 $\Delta a[0]$ 의 영향은 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도에

의해 증폭되지 않게 된다.

[0205] $\max |\Delta y_{\Delta a[1]}[n]| = |\Delta a[1]|(1 - e^{-T/\tau})$ 는 상기 [수식 14] 및 [수식 18]로부터 유도되며, $\Delta v_{eye, \Delta a[1]} = -2 \max |\Delta y_{\Delta a[1]}[n]| = 2 |\Delta a[1]|(1 - e^{-T/\tau})$ 가 된다. 상기 [수식 30] 및 [수식 35]에 테일러 급수 근사화를 적용하면, $S_{a[1]}$ 은 아래의 수식 (37)과 같이 간소화 된다.

[0206] [수식 37]

$$S_{a[1]} = \frac{\left| \frac{\Delta v_{eye}}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta a[1]}{a[1]} \right|} = \frac{\left| \frac{2 \Delta a[1] (1 - e^{-T/\tau})}{v_{eye}} \right|}{\left| \frac{\Delta a[1]}{a[1]} \right|} = 2 e^{-T/\tau} \approx 2(1 - T/\tau), \quad \Delta a[0] = 0$$

[0207]

[0208] 도 9 및 [수식 37]에서 알 수 있듯이, 데이터속도가 증가하면 $S_{a[1]}$ 은 증가하지만 곧 '2'으로 수렴하게 된다.

[0209] 도 9는 데이터속도에 따른 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)와 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도를 나타내는 그래프이다. 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 아이 민감도는 무한대를 향하여 증가하고, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 민감도는 1 또는 2로 수렴하는 것을 알 수 있다.

[0210] 따라서, 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE) 및 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 견고성 향상의 정도인 아이 민감도 차이는 데이터가 증가할수록 무한대로 증가하게 된다. 채널손실이 10dB ($\tau/T=1$), 30dB ($\tau/T=10$), 40dB ($\tau/T=31.8$) 일 때, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 최악의 아이 민감도는 각각 $S_{a[0]}=1$, $S_{a[1]}=1.8$, 그리고 $S_{a[1]}=1.9$ 이다. 이 결과는 앞서 언급한 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 최악의 아이 민감도 $S_w[0]=1.54$, 10.6, 그리고 32.3에 각각 1.54배, 5.9배, 그리고 17배 개선된 결과이다.

[0211] 이하에서는 아이 민감도(eye sensitivity)분석을 명확하게 하기 위하여, 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)와 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도를 수치해석을 통하여 설명한다.

[0212] 실제 사용되는 채널은 도 10과 같은 손실전송선로(lossy transmission line)로 모델링될 수 있다. 손실전송선로의 전달함수는 텔레그래프(telegrapher) 방정식 및 주파수에 종속적인 채널의 이차 영향(secondary impact)을 포함한 텔레그래프 방정식(telegrapher's equation)을 이용하여 [수식 38], [수식 39], [수식 40], 및 [수식 41]과 같이 유도된다.

[0213] [수식 38]

$$H(f) \approx \frac{2e^{-l\sqrt{(R+j2\pi fL_0)(G+j2\pi fC_0)}}}{(1+Z_{Tx}(f)/Z_c(f))(1+Z_c(f)/Z_{Rx}(f))}$$

[0214]

[0215] [수식 39]

$$Z_c(f) = \sqrt{(R+j2\pi fL_0)/(G+j2\pi fC_0)}$$

[0216]

[0217] [수식 40]

$$R = R_0 + R_s \sqrt{f} (1+j)$$

[0218]

[0219] [수식 41]

$$G = G_0 + fG_d$$

[0220]

[0221] 상기 [수식 38], [수식 39], [수식 40] 및 [수식 41] 에서 H(f)는 길이가 l인 채널의 주파수 응답이고, Z_c(f)는 채널의 특성 임피던스이고, Z_{Tx}(f) 및 Z_{Rx}(f)는 각각 송신기와 수신기의 종단 임피던스이고, R₀, L₀, G₀, 및 C₀는 DC에서 채널의 RLGC 변수이고, R_s와 G_d는 표피 효과와 유전손실을 각각 모델링 한 변수이다. 상기 [수식 38], [수식 39], [수식 40] 및 [수식 41] 으로부터 PCB 또는 패키지 와이어의 주파수 응답을 수학적으로 계산할 수 있다.

[0222] 도 11은 40-cm PCB 채널에서의 종래기술에 따른 5-탭 피드포워드등화기(C-FFE)와 본 발명에 따른 5-탭 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도와 나이퀴스트 주파수에서의 채널손실을 보여주는 그래프이다.

[0223] 아이 민감도를 계산 하기 위해서, 먼저 10% 계수 오류에 의해 감소된 아이 높이를 수학적으로 계산한다. 비트 오류율 BER(bit-error-rate)이 10⁻¹⁸에 해당하는 시퀀스 길이에 대해서 최악의 경우 분석(the worst case analysis)을 사용한다. 몇 개의 닫힌 아이는 도 11의 점선으로 표시되었다. 닫힌 아이 다이어그램을 묘사하기 위해서 비트 '1' 의 최소신호크기와 비트 '0' 의 최대신호크기의 차이를 아이의 높이로 정의하며, 아이가 닫힌 경우에는 정의된 아이의 높이는 음수이며, 음수의 아이의 높이는 아이 다이어그램을 열기 위해서 얼마나 최악의 신호레벨을 향상시켜야 하는지를 나타낸다.

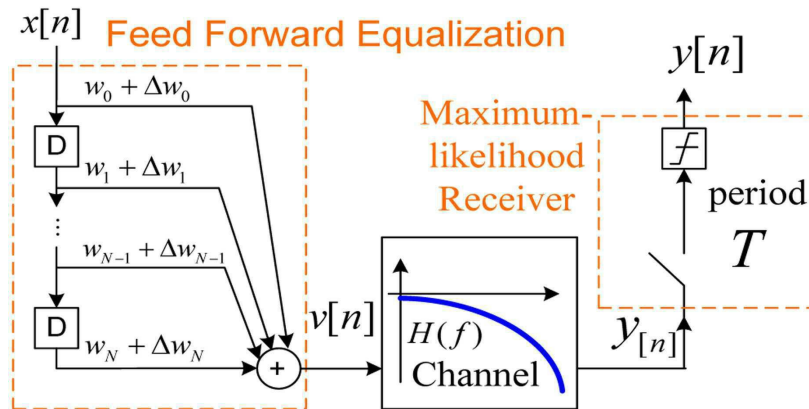
- [0224] 도 11을 참조하면, 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)보다 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도가 훨씬 더 작다. 나이퀴스트 채널 손실이 약 40dB, 데이터 속도가 10Gb/s인 경우, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 최악의 아이 민감도($S_{a[2]}$)는 3.55이고, 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 아이 민감도($S_{w[1]}$)는 25.7이다. 즉, 본 발명에 따르면, 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)에 비하여 대략 7배 이상 아이 민감도를 개선하는 효과가 있으며, $w[1]$ 을 $a[2]$ 보다 7배 더 정확하게 제어해야 한다. 만약 20% 아이 크기 감소를 허락한다면, $w[1]$ 은 적어도 0.77% 정확성이 요구되는 반면, $a[2]$ 는 5.63%의 정확성을 요구한다. 나노 기술에서 0.77% 정확성을 확보하기 위한 방법은 매우 고비용이므로, 10Gb/s에서 동작하는 종래 기술에 따른 피드포워드 등화기는 실용적이지 못하다. 그러나, 본 발명은 같은 조건 하에서 단지 5.63% 정확성을 요구하기 때문에 10Gb/s를 쉽게 달성 할 수 있는 효과가 있다.
- [0225] 도 12는 도 11로부터 선택된 5Gb/s, 7Gb/s 및 8.5Gb/s에서의 아이 다이어그램이며, 계수는 모두 10% 오류를 가정하였다. 나이퀴스트 채널 손실은 각각 20dB, 27.9dB 및 33.6dB이다. 데이터속도를 증가시키면, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)는 정상 상태의 아이 다이어그램에서 약간 악화된 형태를 가지는 반면 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 아이 다이어그램은 빠르게 닫힌다. 즉, 본 발명에 따르면 고속인터커넥트에서 발생하는 견고성 한계를 극복할 수 있는 효과가 있다.
- [0226] 3.5cm 실리콘 인터포저(interposer) 패키지에서의 종래 기술에 따른 3-탭 피드포워드등화기(C-FFE)와 본 발명에 따른 3-탭 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도를 계산할 수 있으며, 도 13은 나이퀴스트 주파수에서의 채널 손실과 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE) 및 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이 민감도를 데이터속도에 따라 보여주는 그래프이다. 채널의 길이는 3.5cm로 짧지만, 채널의 너비가 좁기 때문에 채널손실은 10Gb/s에서 38.8dB로 크므로, 심각한 견고성 문제를 발생시킨다. 10Gb/s에서, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)는 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)에 비하여 15배 이상 아이 민감도를 개선한다.
- [0227] 도 14는 10%의 계수 오류가 발생한 경우 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE) 및 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 아이 다이어그램을 정상상태, 1Gb/s, 5Gb/s 및 10Gb/s에서 비교하는 그래프이다. 이 때, 나이퀴스트 채널손실은 1Gb/s, 5Gb/s, 그리고 10Gb/s에서 각각 9 dB, 27.5 dB, 그리고 38.8dB이다. 도 14을 참조하면, 종래 기술에 따른 피드포워드등화기(C-FFE)의 아이 다이어그램은 빠르게 닫히는 반면, 본 발명에 따른 계수 오류 로버스트 피드포워드등화기(B-FFE)의 아이는 데이터속도가 증가하더라도 오픈된 아이 다이어그램을 유지한다. 도 13과 도 14를 참조하면, 본 발명에 따르면 계수 오류에 대한 견고성을 개선하는 효과가 있으며, 특히 데이터속도가 빨라서 견고성 문제가 심각한 상황에서 견고성 확보에 있어 효과가 있다.

부호의 설명

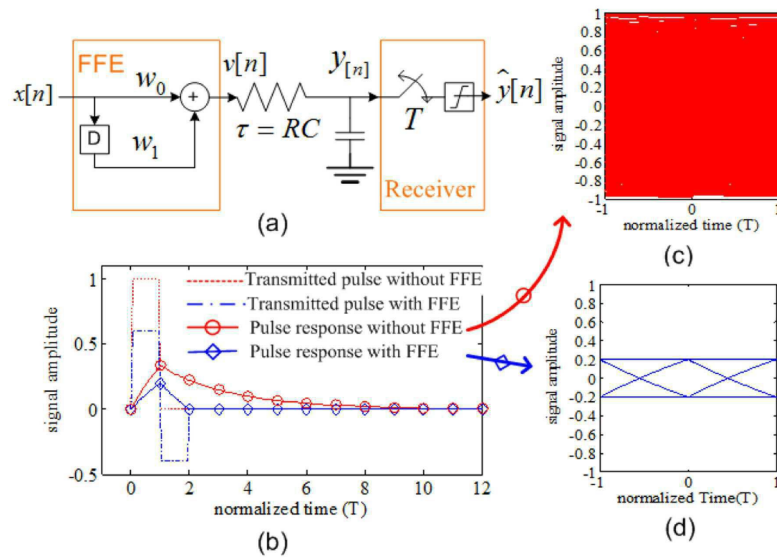
- [0228] 100: 피드포워드등화기
110: 제 1연산기
120: 데이터변화감지필터
121: 제 2연산기
200: 채널
300: 수신기

도면

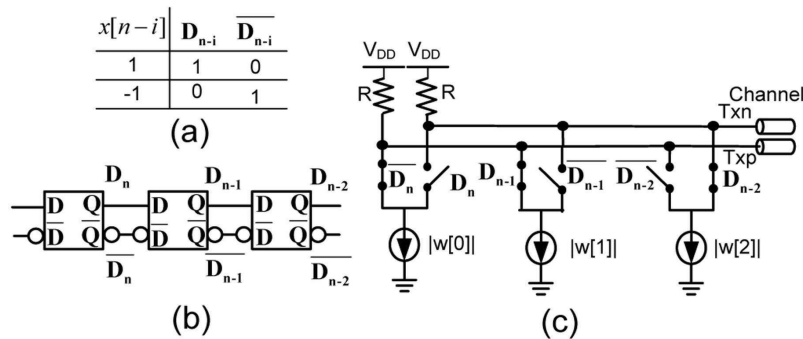
도면1



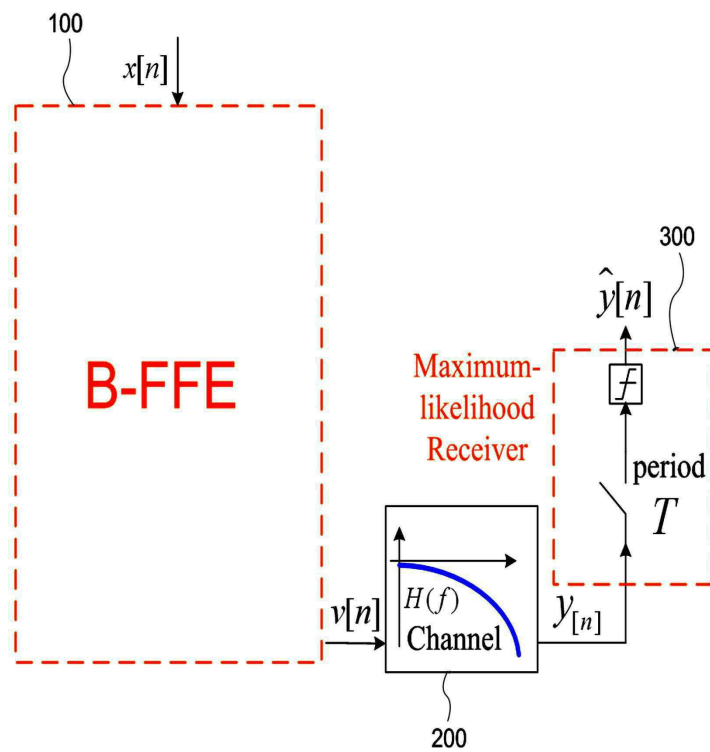
도면2



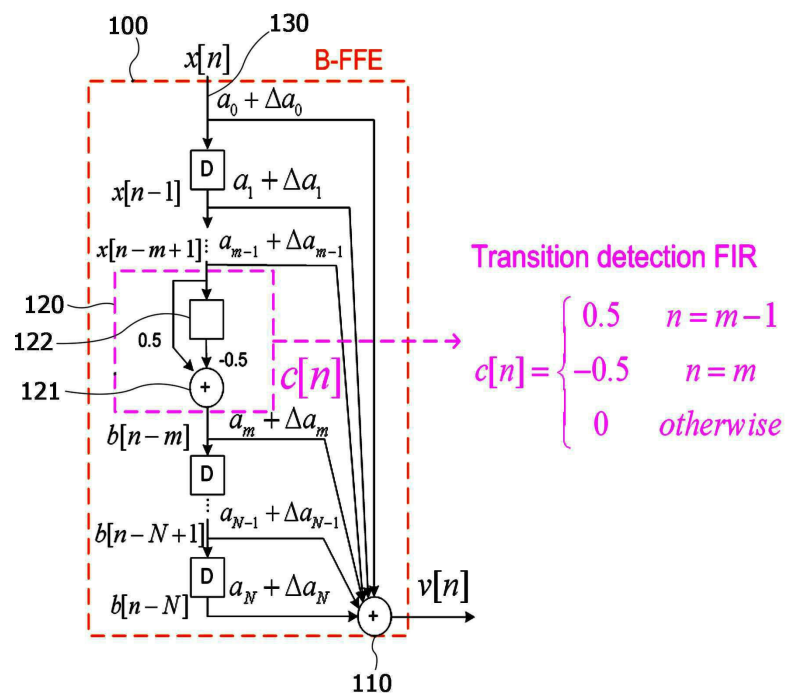
도면3



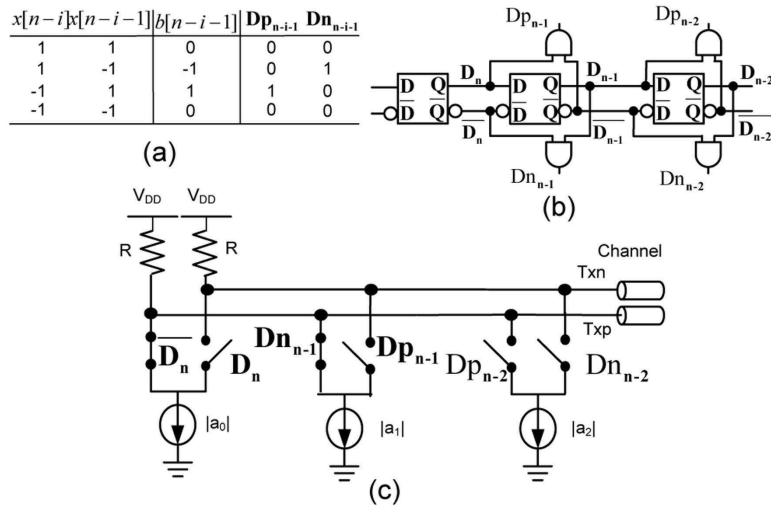
도면4a



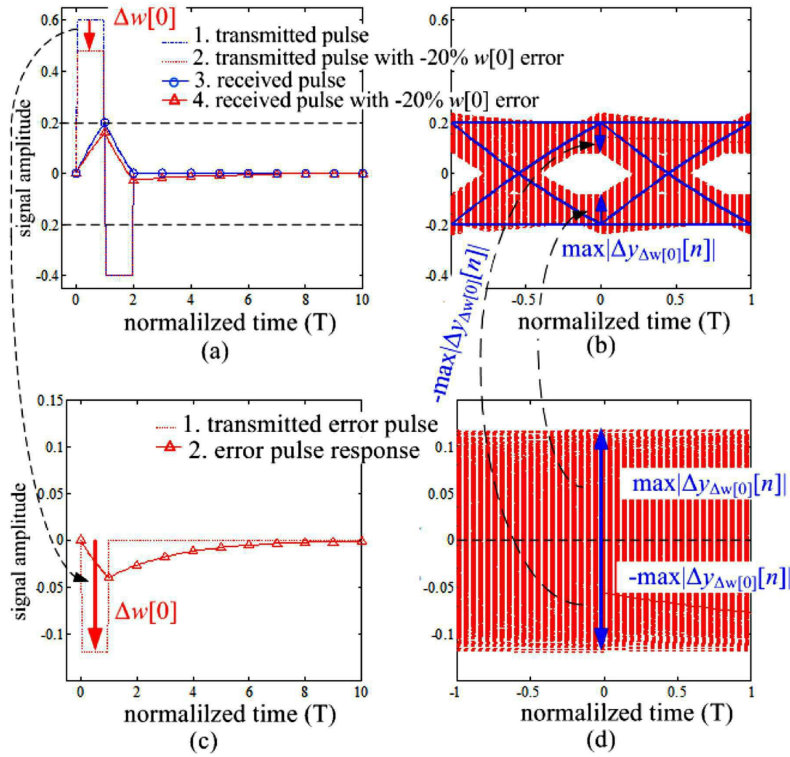
도면4b



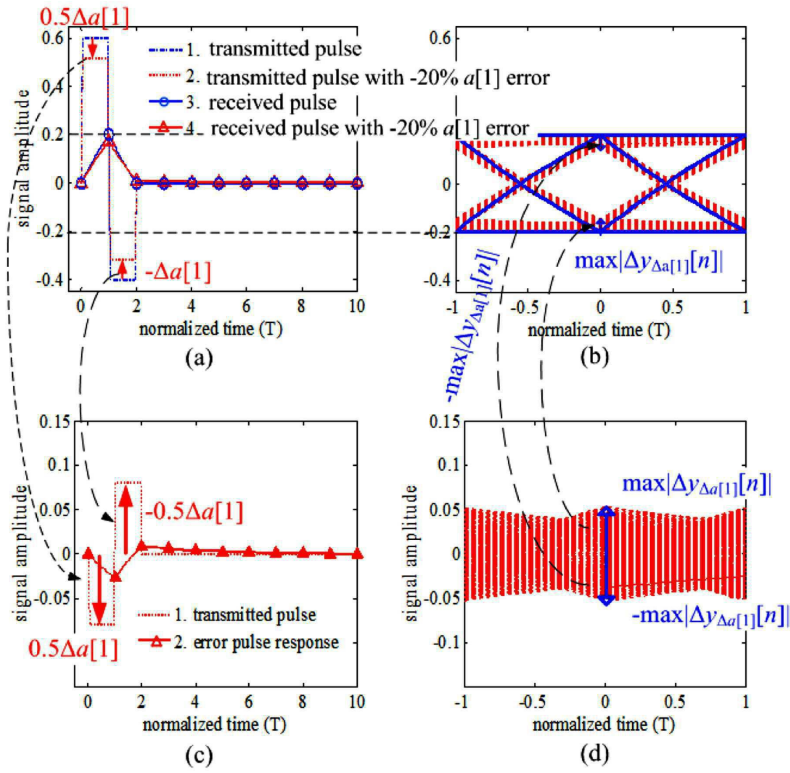
도면5



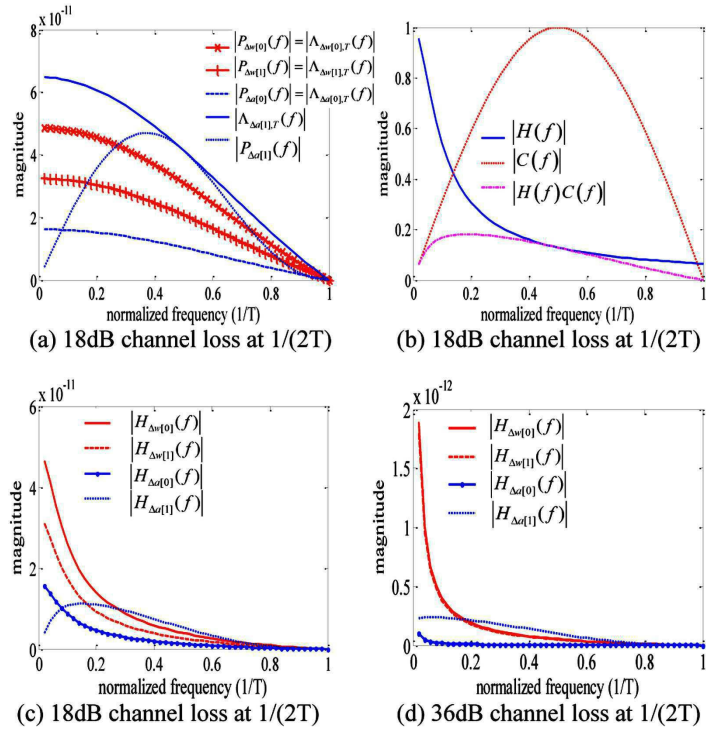
도면6



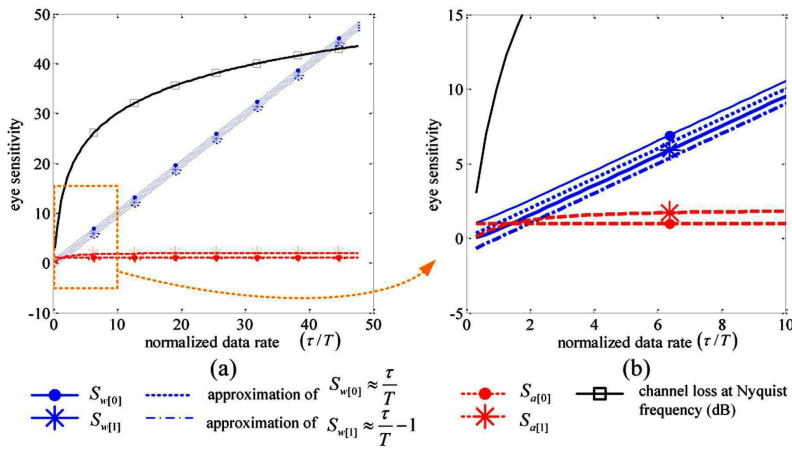
도면7



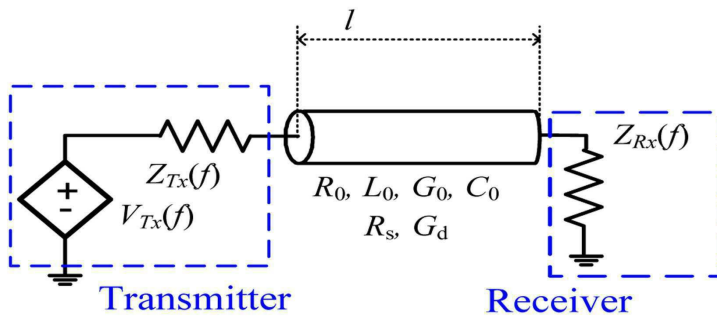
도면8



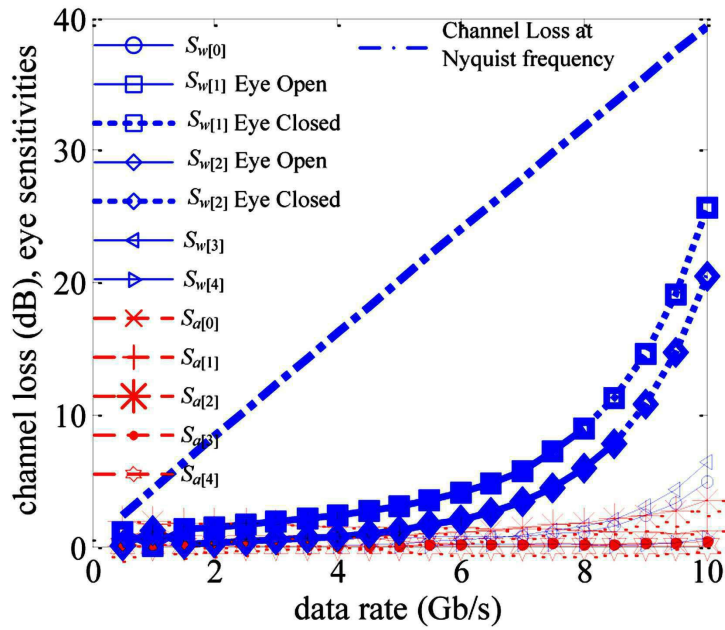
도면9



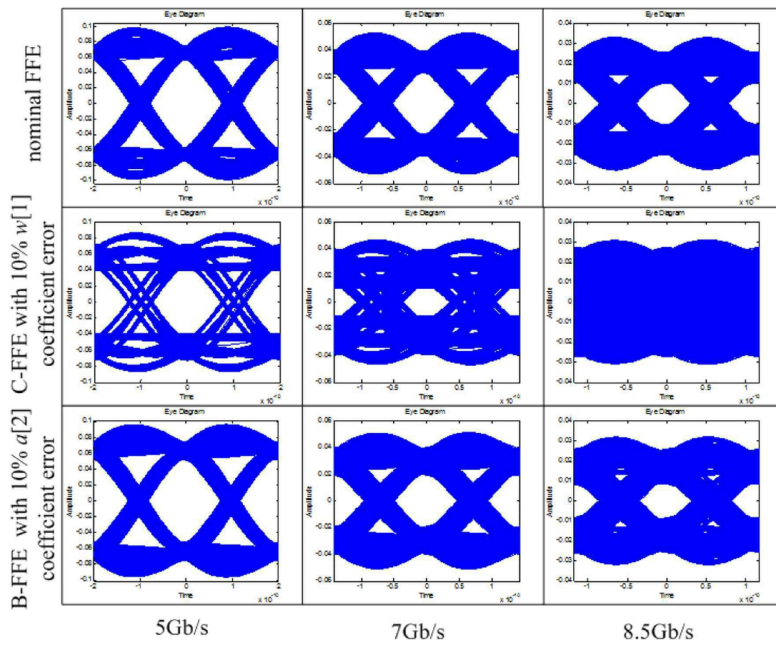
도면10



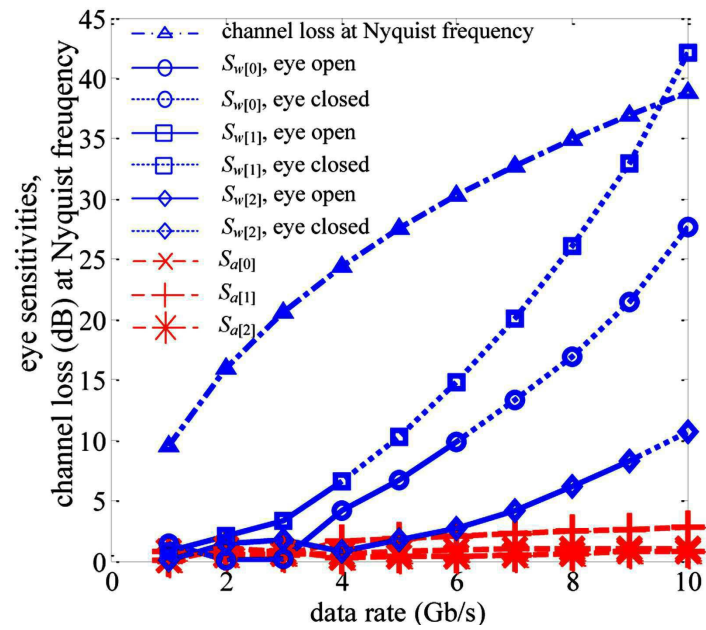
도면11



도면12



도면13



도면14

