

나이퀴스트율보다 빠른 전송 시스템에서 ISI 감소를 위한 변수 도출 방법

강 동 훈*, 김 하 은*, 박 경 원*, 오 왕 록°

Parameter Derivation for Reducing ISI in 2-Dimensional Faster-than-Nyquist Transmission

Donghoon Kang*, Haeun Kim*, Kyeongwon Park*, Wangrok Oh°

요 약

FTN (Faster-than-Nyquist) 전송 방식은 나이퀴스트 (Nyquist) 율보다 빠르게 신호를 전송할 수 있으나 필연적으로 ISI (Inter-Symbol Interference)가 발생하고 이로 인하여 성능이 열화된다. ISI로 인한 성능 열화를 최소화하기 위해서는 FTN 기법의 변수를 최적화하여 ISI의 양을 최소화할 수 있으나, 2차원 FTN 시스템에는 다양한 변수가 존재하므로 모든 변수에 대해 진산 실험을 수행하여 가장 우수한 성능을 나타내는 변수를 도출하는 것은 많은 시간이 소요된다. 본 논문에서는 2차원 FTN 전송으로 인한 ISI를 수학적으로 모델링하여 ISI의 양을 최소화할 수 있는 2차원 FTN 시스템의 변수 도출 방안을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 기법은 2차원 FTN 시스템을 최적화하기 위한 변수를 효율적으로 도출해 낼 수 있다. 또한 2차원 FTN 시스템에 최적화된 변수를 적용하여 기존의 나이퀴스트 시스템과 동일한 비트 오류 (bit error rate) 성능을 제공하면서 전송 효율을 증가시킬 수 있다.

Key Words : FTN, ISI, Soft-feedback equalizer

ABSTRACT

A faster-than-Nyquist (FTN) transmission scheme has been attracting great attention as a spectral efficient transmission scheme. In the FTN transmission scheme, modulated symbols are transmitted at a rate higher than Nyquist rate and thus, a performance loss due to the inter-symbol interference (ISI) is unavoidable. To minimize the performance loss in the FTN transmission scheme, parameters should be carefully optimized. Unfortunately, simulation-based parameter optimization requires significant amount of time and computing power, especially for 2-dimensional FTN systems. In this paper, we propose a 2-dimensional FTN transmission scheme using the optimized parameters based on numerical analysis and simulation results on the ISI. Compared with the conventional Nyquist system, the proposed 2-dimensional FTN transmission scheme not only offers virtually identical bit error performance but also offers higher spectral efficiency.

I. 서 론

최근 통신 시스템에서는 주파수 효율 증대에 대한

요구사항이 증대되고 있으며 주파수 효율 증대 기법 중 하나로 FTN (Faster-than-Nyquist) 전송 기법을 이용하여 전송 효율을 높이기 위한 방안이 대두되고 있

※ 본 연구는 충남대학교 학술연구비에 의해 지원되었음.

• First Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, donghoon@cnu.ac.kr, 정희원

° Corresponding Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, kingrock@cnu.ac.kr, 종신회원

* Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, haun@cnu.ac.kr, kyeongwon@cnu.ac.kr, 학생회원

논문번호 : KICS2016-07-156, Received July 19, 2016; Revised October 6, 2016; Accepted October 19, 2016

다¹⁻⁵). 일반적인 통신 시스템에서는 심볼 간 간섭 (Inter-Symbol Interference, ISI)이 발생하지 않도록 나이퀴스트 (Nyquist) 율로 신호를 전송하지만 FTN 전송 기법은 나이퀴스트 율보다 더 빠르게 신호를 전송하는 기법으로 필연적으로 ISI가 발생한다^{1,2}). 따라서 시스템의 성능을 확보하기 위해서는 수신기에서 ISI 추정 및 보상이 필수적으로 수행되어야 한다.

기존의 FTN 시스템에서 ISI를 제거하기 위한 여러 기법들이 제안되었다⁴⁻⁶). 격자도 기반의 BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) 알고리즘을 이용한 ISI 제거 방안이 제안되었으나^{5,6}) 변조 차수가 M , 특정 심볼에 ISI를 미치는 인접 심볼의 개수가 L 일 경우 격자도의 상태 (state) 수가 M^L 이 되어 구현 복잡도가 매우 크다는 단점이 있다. BCJR 알고리즘의 구현 복잡도를 감소시키기 위하여 SFE (Soft-Feedback Equalizer) 기법이 제안되었다^{3,4}). SFE는 채널 복호기 출력신호를 이용하여 ISI를 제거하는 기법으로 채널 복호기가 정상적으로 동작하는 영역에서 우수한 ISI 추정 성능을 나타내는 장점이 있다.

ISI 추정 및 제거 기법들의 성능을 개선하기 위해서는 ISI의 양을 최소화 하는 변수를 설정해야 한다. 모든 변수에 대해 전산 실험을 수행하여 가장 우수한 성능을 나타내는 변수를 도출할 수 있지만 2차원 FTN 시스템에는 다양한 변수가 존재하므로 많은 시간과 계산량이 필요하다는 문제가 있다. 기존에 송신 신호들 간의 최단거리 (minimum distance)를 계산하여 2차원 FTN의 성능을 최적화하기 위한 변수 도출 방안이 제안되었으나³) 이진 변조 심볼을 전송하고 고정된 송수신 필터를 사용한 경우에 대한 결과만이 제안되었다.

본 논문에서는 2차원 FTN의 성능을 효율적으로 최적화하기 위하여 ISI를 수학적으로 모델링하고 이를 이용하여 최적의 성능을 나타내는 변수들을 도출하고자 한다. 제안하는 변수 도출 기법은 변조 기법 및 송

수신 필터에 상관없이 최적화된 변수를 도출하는 것이 가능하다. 또한 도출한 변수를 적용하여 기존의 나이퀴스트 시스템과 동일한 비트 오류율 (bit error rate)을 제공하면서 전송 효율을 증가시킬 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 논문에서 고려하는 2차원 FTN 전송 시스템의 송수신기 구조에 대해서 2장에서 소개하고, 3장에서 2차원 FTN 전송으로 인한 ISI를 수학적으로 분석한다. 4장에서는 ISI를 수학적으로 분석한 결과를 이용하여 2차원 FTN 전송 시스템에 최적화된 변수를 도출하고 성능을 확인하며, 5장에서 결론을 맺는다.

II. 2차원 FTN 송수신기 구조

본 논문에서 고려하는 2차원 FTN 시스템의 송수신기 구조는 그림 1과 같다. 길이가 N 인 정보비트 \mathbf{u} 는 부호율이 r 인 부호기에 의하여 부호화되어 길이가 N/r 인 부호어 \mathbf{c} 를 생성한다. 부호어 \mathbf{c} 는 인터리버를 거쳐 식 (1)과 같이 신호 \mathbf{v} 를 생성하며

$$\mathbf{v} = \left\{ v_0^0, v_0^1, \dots, v_0^{m-1}, v_1^0, \dots, v_{\frac{N}{rm}-1}^{m-1} \right\}, \quad (1)$$

$$= \mathbf{P}\{c_0, c_1, \dots, c_{N/r-1}\}$$

여기에서 $\mathbf{P}\{\cdot\}$ 는 인터리버, $m = \log_2 M$ 으로 주어지고 M 은 변조차수이다. 신호 \mathbf{v} 는 심볼 매핑기 (symbol mapper)에 의하여 M 진 (M -ary) 심볼, $\chi \in \{\chi_l | l = 0, 1, \dots, M-1\}$ 로 매핑되고 심볼 매핑기의 n 번째 출력 신호 s_n 은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$s_n = \mu\{v_n^0, v_n^1, \dots, v_n^{m-1}\}, \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{rm} - 1. \quad (2)$$

여기에서 $\mu\{\cdot\}$ 는 심볼 매핑 테이블, $v_n^k \in \{0, 1\}$

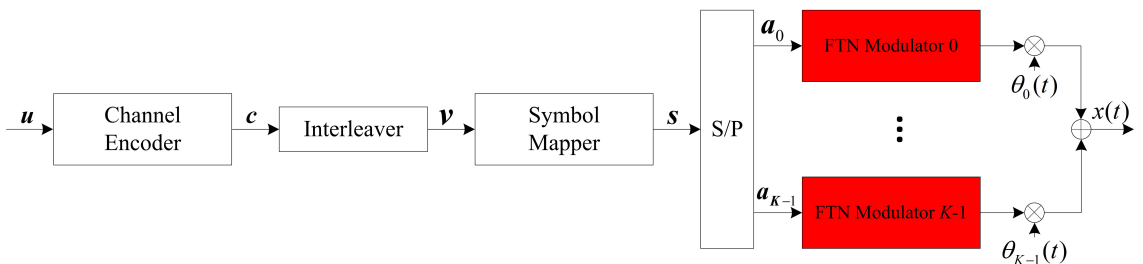


그림 1. 2차원 FTN 송수신기 구조
Fig. 1. 2-dimensional FTN transmitter

은 심볼 s_n 에 매핑된 k 번째 비트 값을 나타낸다. 변조 심볼 s_n 은 직렬/병렬 변환기를 거쳐 FTN 변조기로 입력되고 k 번째 FTN 변조기로 입력되는 l 번째 신호는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있으며

$$a_{k,l} = s_{lK+k}, \quad k=0,1,\dots,K-1, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad (3)$$

여기에서 K 는 병렬로 연결된 FTN 변조기의 개수를 나타내고 $L = N/(rmK)$ 로 주어진다. 병렬로 연결된 FTN 변조기의 출력 신호는 각각 서로 다른 부반송파, $\theta_k(t)$, $k=0,1,\dots,K-1$ 를 이용하여 전송되며 송신 신호 $x(t)$ 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,l} h(t - l\tau_t T_s) e^{j2\pi \frac{k\tau_f}{T_s} t}. \quad (4)$$

여기에서 $h(t)$ 는 RRC (Root Raised Cosine) 필터의 임펄스 응답, $1/T_s$ 는 사용한 RRC 필터의 나이퀴스트율, τ_t 와 τ_f 는 각각 시간 및 주파수 영역에서의 FTN 지수 (FTN factor)를 나타낸다. 식 (4)에서 확인할 수 있는 바와 같이 FTN 변조기에서는 입력된 심볼에 성형 필터를 통과하는 과정을 수행하며 심볼의 전송 속도, $\tau_t T_s$ 를 조절하여 시간 영역에서 FTN 전송 기법을 적용한다. 또한 주파수 영역에서는 부반송파 간의 간격, τ_f/T_s 를 이용하여 적용하는 것이 가능하며 전체 FTN 지수는 $\tau = \tau_t \tau_f$ 로 주어진다.

본 논문에서 고려하는 2차원 FTN 시스템의 수신기 구조는 그림 2와 같으며 채널 복호기 출력 신호를 이용하여 ISI를 제거하는 SFE 기법을 활용하였다^{3,4)}. 수신 신호는 각각 해당되는 부반송파 주파수를 곱한 후 병렬로 연결된 FTN 복조기로 입력된다. FTN 복조기에서는 송신 필터에 정합된 RRC 필터를 통과한 다음 $\tau_t T_s$ 마다 샘플링된다. k 번째 FTN 복조기의 l 번째

출력 신호, $\hat{a}_{k,l}$ 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{a}_{k,l} = a_{k,l} + I_{k,l} + N_{k,l}, \quad (5)$$

$$k=0,1,\dots,K-1, \quad l=0,2,\dots,L-1$$

여기에서 $I_{k,l}$ 은 심볼에 더해진 ISI의 양, $N_{k,l}$ 은 수신 필터 통과 후 샘플링된 잡음 값이다. $\hat{\mathbf{a}}$ 은 병렬/직렬 변환기를 거쳐 심볼 역매핑기 (symbol demapper)로 입력되며 심볼 역매핑기의 입력 신호, $\hat{\mathbf{s}}$ 는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s}_{lK+k} = \hat{a}_{k,l}, \quad k=0,1,\dots,K-1, \quad l=0,1,\dots,L-1, \quad (6)$$

심볼 역매핑기에서는 $\hat{\mathbf{s}}$ 을 이용하여 길이가 N/r 인 연관 정보 (soft information) $L(\mathbf{v})$ 를 생성하며 이때 $L(\mathbf{v})$ 는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다⁷⁾.

$$L(v_n^k) = \log \left(\frac{\sum_{s_n \in \chi_0} e^{-\frac{(\hat{s}_n - s_n)^2}{2\sigma^2}}}{\sum_{s_n \in \chi_1} e^{-\frac{(\hat{s}_n - s_n)^2}{2\sigma^2}}} \right), \quad (7)$$

$$k=0,1,\dots,m-1, \quad n=0,1,\dots,\frac{N}{rm}-1$$

여기에서 χ_0 , χ_1 은 각각 $v_n^k=0$, $v_n^k=1$ 인 M 진 변조 심볼의 집합을 나타낸다. 송신비트 \mathbf{v} 에 대한 LLR (log-likelihood ratio), $L(\mathbf{v})$ 는 디인터리버를 거쳐 채널 복호기로 입력되며 채널 복호기에서는 한 번의 반복 복호를 수행한 후 길이가 N/r 인 부호어 $\hat{\mathbf{c}}$ 에 대한 LLR, $L(\hat{\mathbf{c}})$ 을 계산하는데 이는 채널 복호기에서 계산한 외부정보 (extrinsic information)와 채널에서

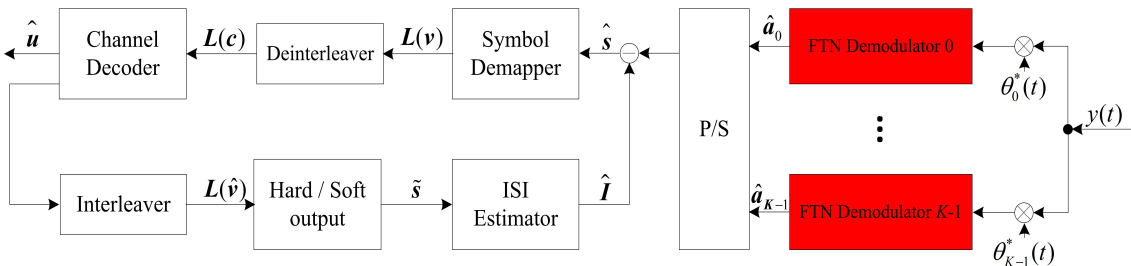


그림 2. 2차원 FTN 수신기 구조
Fig. 2. 2-dimensional FTN receiver

수신한 정보 $L(\hat{c})$ 의 함으로 주어진다. $L(\hat{c})$ 는 인터리버를 거쳐 $L(\hat{v})$ 를 생성하고 $L(\hat{v})$ 을 이용하여 변조 신호 \mathbf{s} 에 대한 연관정 추정값 $\tilde{\mathbf{s}}$ 를 계산한다. 연관정 추정값 $\tilde{\mathbf{s}}$ 는 식 (8)과 같이 계산할 수 있으며^[8]

$$\begin{aligned} \tilde{s}_n &= \mathbf{E}[s_n] = \sum_{l=0}^{M-1} \chi_l P\{s_n = \chi_l\} \\ &= \sum_{l=0}^{M-1} \chi_l \prod_{k=0}^{m-1} P\{v_n^k = \mu_k^{-1}(\chi_l)\} \end{aligned} \quad (8)$$

여기에서 $\mathbf{E}[\cdot]$ 은 평균 (expectation) 연산자, $\mu_k^{-1}(\chi_l) \in \{0, 1\}$ 은 변조 심볼 χ_l 에 매핑된 k 번째 비트 값을 나타내고 확률 $P\{v_n^k = 0\}$ 와 $P\{v_n^k = 1\}$ 는 식 (9)와 같이 $L(\hat{v})$ 를 이용하여 계산할 수 있다^[9].

$$P\{v_n^k = b\} = \frac{e^{\left(\frac{(-1)^b L(v_n^k)}{2}\right)}}{e^{\left(\frac{L(v_n^k)}{2}\right)} + e^{\left(\frac{-L(v_n^k)}{2}\right)}}, \quad b \in \{0, 1\}. \quad (9)$$

ISI 추정기에서는 \mathbf{s} 에 대한 연관정 추정값 $\tilde{\mathbf{s}}$ 를 이용하여 수신 신호에 더해져 있는 ISI를 추정한다. ISI를 추정하는 과정은 식 (8)에서 계산한 $\tilde{\mathbf{s}}$ 를 식 (14)에 대입하여 계산하는 것이 가능하다. 추정된 ISI, \hat{I}_n 을 이용하여 식 (10)과 같이 수신 신호에서 추정된 ISI를 제거해 주며

$$\hat{s}_n = s_n + I_n + N_n - \hat{I}_n, \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{rm} - 1, \quad (10)$$

이와 같은 과정을 복호기의 반복 복호 횟수만큼 반복한다.

III. FTN 전송 시스템의 ISI 분석

수신 신호가 잡음 없이 수신되었다고 가정하면 k' 번째 FTN 복조기의 l' 번째 출력 신호, $\hat{a}_{k',l'}$ 는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{a}_{k',l'} = \left(x(t) e^{\left(-j2\pi \frac{k'\tau_j}{T_s} t\right)} \right) * h(t) \Big|_{t=l'\tau_j T_s}, \quad (11)$$

여기에서 $*$ 은 컨볼루션 연산을 나타낸다. 식 (11)

에 식 (4)의 송신 신호를 대입하면 식 (12)와 같이 나타낼 수 있으며

$$\begin{aligned} \hat{a}_{k',l'} &= \left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,l} h(t - l\tau_l T_s) \right. \\ &\quad \left. e^{\left(j2\pi \frac{k\tau_j}{T_s} t\right)} e^{\left(-j2\pi \frac{k'\tau_j}{T_s} t\right)} \right) * h(t) \Big|_{t=l'\tau_j T_s} \\ &= \left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{k,l} h(t - l\tau_l T_s) e^{\left(j2\pi \frac{(k-k')\tau_j}{T_s} t\right)} \right) * h(t) \Big|_{t=l'\tau_j T_s} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j2\pi(k-k')l\tau_j} g^{k-k'}((l'-l)\tau_l T_s) \end{aligned} \quad (12)$$

여기에서 $g^{k-k'}(\cdot)$ 는 식 (13)과 같이 정의된다.

$$g^{k-k'}(t) = \left(h(t) e^{\left(j2\pi \frac{(k-k')\tau_j}{T_s} t\right)} \right) * h(t). \quad (13)$$

식 (11)~(13)에서 확인할 수 있듯이 $g^{k-k'}(\cdot)$ 는 k' 번째 부반송파에 신호를 전송하였을 때 k 번째 부반송파에 실린 신호로부터 들어오는 간섭의 양을 나타내는 요소이다. (12)의 $\hat{a}_{k',l'}$ 에서 송신 심볼 $a_{k,l}$ 를 제거하면 식 (14)와 같이 2차원 FTN 전송으로 인한 ISI를 계산하는 것이 가능하며

$$I_{k',l'} = \hat{a}_{k',l'} - a_{k',l'}, \quad (14)$$

식 (14)를 이용하여 ISI의 평균을 및 분산을 구하면 다음과 같다[부록 A.1, A.2].

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[I_{k',l'}] &= \mathbf{E}[\hat{a}_{k',l'} - a_{k',l'}] = 0 \\ \mathbf{E}[I_{k',l'} I_{k',l'}^*] & \end{aligned} \quad (8)$$

$$= \mathbf{E}[|a_{k',l'}|^2]. \quad (16)$$

식 (16)에서 확인할 수 있는 바와 같이 ISI의 파워는 송신 심볼의 평균 파워가 동일한 경우 변조 방식에 상관없이 동일한 값을 나타내는 것을 확인할 수 있으며 $g^{k-k'}(t)$ 에 의해서만 값이 변화하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 2차원 FTN 시스템은 $g^{k-k'}(t)$ 와 관련된 변수를 최적화하는 과정이 요구된다.

표 1. 전산 실험 변수
Table 1. Simulation parameters

Overall FTN factor, τ	0.625, 0.917
Freq. FTN factor, τ_f	0.8, 1.0, 1.2
Roll-off factor	0.0 ~ 1.0

IV. 전산 실험

본 논문에서는 2차원 FTN 시스템의 변수를 최적화하기 위하여 식 (16)을 이용하여 전산 실험을 수행하였으며 전산 실험 시 사용한 변수는 표 1과 같다.

그림 3은 다양한 τ , τ_f 에 대해서 롤오프 지수 (roll-off factor)에 따른 ISI의 파워를 확인한 결과이다. 그림 3에서 실선 및 점선은 각각 수식 및 전산 실험을 통하여 확인한 ISI의 파워를 나타내며 수식의 결과 값과 전산 실험을 통하여 계산한 ISI의 파워가 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그림 3에서 확인할 수 있는 바와 같이 고려한 모든 경우에 대하여 τ_f 가 1.0 이고 롤오프 지수가 0.2 근방에서 가장 작은 ISI 값을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서 2차원 FTN 시스템 구현 시 송수신 필터로 RRC 필터를 각각 사용할 경우 τ 에 상관없이 롤오프 지수를 0.2, τ_f 를 1.0으로 설정함으로써 성능을 최적화할 수 있다.

수학적으로 모델링한 ISI를 이용하여 ISI의 파워가 가장 작은 값을 나타내는 2차원 FTN 전송 시스템의 변수를 도출하였으며 도출한 변수를 적용한 2차원 FTN 전송 기법의 성능을 확인하기 위하여 전산 실험을 수행하였다. 전산 실험에는 채널 부호화 기법으로 터보 부호를 사용하였으며 터보 부호의 변수들은 표 2와 같다. 또한 변조 기법은 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 변조기와 부호기 사이의 인터리버는

표 2. 터보 부호의 변수
Table 2. Turbo code parameters

Coderate	1/3
Constraint length	3
Generator polynomial	$(1, g_2/g_1) = (1, 5/7)8$
Turbo Interleaver	3GPP interleaver
Interleaver length	1024
Decoding algorithm	Iterative MAP

균일 (uniform) 인터리버, 터보 복호기와 복조기 간 반복 복호 횟수는 20을 가정하였다.

그림 4는 $\tau=0.917$, $\tau_f=1.0$ 인 경우 제안하는 2차원 FTN 전송 기법의 비트 오류 성능을 확인한 결과이다. τ 가 0.917인 경우에는 나이퀴스트 시스템과 비교하였을 때 9.05% 높은 전송 효율을 나타낸다. 그림 4에서 점선은 ISI를 제거하지 않은 경우의 성능이고, 실선은 ISI를 제거한 경우의 성능을 나타낸다. 그림 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 ISI를 제거하기 않은 경우의 비트 오류 성능은 롤오프 지수가 증가함에 따라 점점 열화되는 것을 확인할 수 있다. 이는 그림 3에서 $\tau_f=1.0$, $\tau=0.917$ 인 경우 롤오프 지수가 증가함에 따라서 ISI 파워가 점점 증가하는 결과와 일치하는 것을 확인할 수 있다. ISI를 제거한 경우의 비트 오류 성능은 롤오프 지수가 0.2인 경우 가장 우수한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있고 비트 오류가 10^{-5} 인 영역에서 나이퀴스트 시스템의 성능과 동일한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서 최적화된 변수를 적용한 제안하는 2차원 FTN 전송 기법은 나이퀴스트 시스템과 동일한 비트 오류 성능을 나타내면서 전송 효율을 9.05% 증가시키는 것이 가능하다.

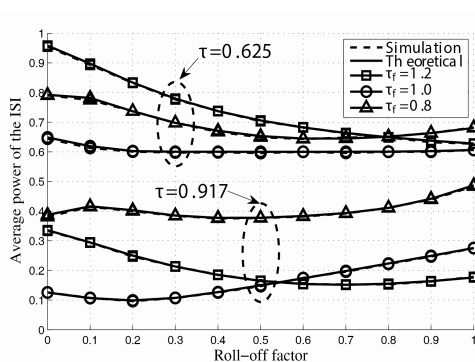


그림 3. τ , τ_f 및 롤오프 지수에 따른 ISI의 파워
Fig. 3. ISI power versus τ , τ_f and roll-off factors

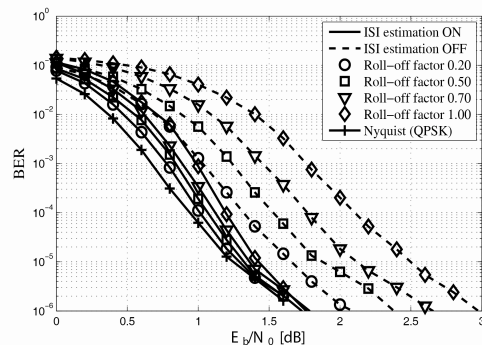


그림 4. 롤오프 지수에 따른 비트 오류 성능 ($\tau=0.917$, $\tau_f=1.0$)
Fig. 4. BER performance versus roll-off factors

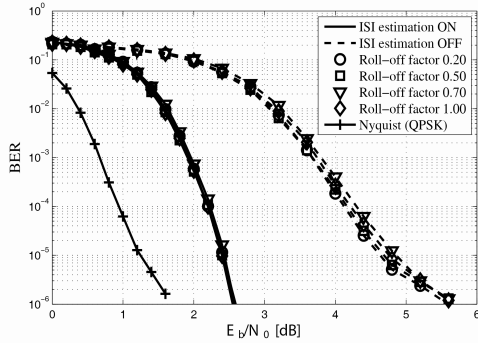


그림 5. 롤오프 지수에 따른 비트 오류 성능 ($\tau=0.625$, $\tau_f=1.0$)
 Fig. 5. BER performance versus roll-off factors

그림 5는 $\tau=0.625$, $\tau_f=1.0$ 인 경우 제안하는 2차원 FTN 전송 기법의 비트 오류 성능을 확인한 결과이다. τ 가 0.625인 경우에는 나이퀴스트 시스템과 비교하였을 때 60% 높은 전송 효율을 제공한다. 그림 5에서 확인할 수 있는 바와 같이 ISI를 제거하지 않은 경우의 비트 오류 성능은 롤오프 지수와 상관없이 모두 유사한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 이는 그림 3에서 ISI 파워 결과와 일치함을 확인할 수 있다. ISI를 제거한 경우의 비트 오류 성능은 ISI를 제거하지 않은 경우와 마찬가지로 롤오프 지수에 상관없이 모두 유사한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있으며 나이퀴스트 시스템과 비교하였을 때 비트 오류율이 10^{-5} 인 영역에서 1.2 dB의 성능 차이를 나타낸다. 따라서 제안하는 2차원 FTN 전송 기법은 나이퀴스트 시스템보다 1.2 dB 큰 전력을 사용하여 전송 효율을 60% 증가시키는 것이 가능하다.

V. 결론

본 논문에서는 2차원 FTN 전송 기법의 성능을 최적화하기 위한 변수 도출 기법을 제안하였다. 제안하는 변수 도출 기법은 2차원 FTN 전송으로 인한 ISI를 수학적으로 모델링하고 이를 이용하여 최적의 성능을 나타내는 2차원 FTN의 변수를 도출하므로 효율적으로 시스템을 최적화시킬 수 있으며 송수신 필터, 주파수 및 시간 영역 FTN 지수 등을 최적화하는데 용이하게 활용될 수 있다. 또한 최적화된 변수를 적용한 제안하는 2차원 FTN 전송 기법은 기존의 나이퀴스트 전송 시스템과 동일한 비트 오류 성능을 나타내면서 전송 효율을 9.05% 증가시키는 것이 가능하다.

References

- [1] J. E. Mazo, "Faster-than-Nyquist signaling," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 54, no. 8, pp. 1451-1462, Oct. 1975.
- [2] A. Prlja, J. B. Anderson and F. Rusek, "Receivers for Faster-than-Nyquist signaling with and without turbo equalization," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory*, pp. 464-468, Jul. 2008.
- [3] F. Rusek and J. B. Anderson, "Multistream faster than Nyquist signaling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 5, pp. 1329-1340, May 2009.
- [4] D. Dasalukunte, F. Rusek, and V. Owall, "Multicarrier faster-than-Nyquist signaling transceivers: Hardware architecture and performance analysis," *IEEE Trans. Circuits and System I: Regular Papers*, vol. 58, no. 4, pp. 827-838, Apr. 2011.
- [5] J. B. Anderson and A. Prlja, "Turbo equalization and an M-BCJR algorithm for strongly narrowband intersymbol interference," in *Proc. Int. Symp. Inf. Theory Appl.*, pp. 261-66, Taichung, Taiwan, Oct. 2010.
- [6] C. Douillard, A. Picart, P. Didier, M. Jezequel, C. Berrou, and A. Glavieux, "Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 6, pp. 507-511, Sept.-Oct. 1995.
- [7] F. Tosato and P. Bisaglia, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 664-668, Sept. 2002.
- [8] A. Dejonghe and L. Vanderdorpe, "Turbo equalization for multilevel modulation: An efficient low-complexity scheme," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 1863-1867, 2002.
- [9] C. Douillard, et al., "Iterative correction of intersymbol interference: Turbo-equalization," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 6, no. 5, pp. 507-511, Sept.-Oct. 1995.

부 록

식 (15)는 식 (A.1)과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E}[I_{k',l}] &= \mathbf{E}[\hat{a}_{k',l} - a_{k',l}] \\
 &= \mathbf{E}\left[\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j2\pi(k-k')l\tau_l\tau_s} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s) - a_{l,k'}\right] \\
 &= \mathbf{E}\left[\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j2\pi(k-k')l\tau_l\tau_s} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)\right] - \mathbf{E}[a_{l,k'}] \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{E}[a_{l,k}] e^{j2\pi(k-k')l\tau_l\tau_s} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s) = 0
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

여기에서 $g^{k-k'}(\cdot)$ 는 아래 식과 같다.

$$g^{k-k'}(t) = \left(h(t) e^{j2\pi \frac{(k-k')\tau_l}{T_s} t}\right) * h(t)$$

식 (16)은 식 (A.2)와 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E}[I_{l',k'}^* I_{l',k'}] &= \mathbf{E}\left[\left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)\right) \left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)\right)^*\right] \\
 &\quad - \mathbf{E}\left[a_{l',k'}^* \left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)\right)\right] - \mathbf{E}\left[a_{l',k'} \left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)\right)^*\right] + \mathbf{E}[a_{l',k'}^* a_{l',k'}] \\
 &= \mathbf{E}\left[\left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)\right) \left(\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)\right)^*\right] - \mathbf{E}[a_{l',k'}^* a_{l',k'}] \\
 &= \mathbf{E}\left[\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l'=0}^{L-1} \sum_{k'=0}^{K-1} a_{l,k} e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s) (a_{l',k'}^* e^{j\phi'} g^{k'-k''}((l'-l')\tau_{l'} T_s))^*\right] - \mathbf{E}[a_{l',k'}^* a_{l',k'}] \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l'=0}^{L-1} \sum_{k'=0}^{K-1} \mathbf{E}[a_{l,k} a_{l',k'}^*] e^{j\phi} g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s) (e^{j\phi'} g^{k'-k''}((l'-l')\tau_{l'} T_s))^* - \mathbf{E}[a_{l',k'}^* a_{l',k'}] \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{E}[a_{l,k} a_{l,k}^*] g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s) (g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s))^* - \mathbf{E}[a_{l',k'}^* a_{l',k'}] \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{E}[|a_{l,k}|^2] |g^{k-k'}((l-l)\tau_l T_s)|^2 - \mathbf{E}[|a_{l',k'}|^2]
 \end{aligned} \tag{A.2}$$

강 동 훈 (Donghoon Kang)



2009년 2월 : 충남대학교 전기
정보통신공학부 학사
2015년 8월 : 충남대학교 정보
통신공학과 석박통합과정 박
사
2015년 9월~현재 : 충남대학교
정보통신연구소 연구원

<관심분야> 오류정정부호, 디지털 통신

박 경 원 (Kyeongwon Park)



2016년 2월 : 충남대학교 정보
통신공학과 학사
2016년 3월~현재 : 충남대학교
전파정보통신공학과 석사과
정
<관심분야> 통신시스템 설계
및 구현, 디지털 통신

김 하 은 (Haeun Kim)



2015년 2월 : 충남대학교 정보
통신공학과 학사
2015년 3월~현재 : 충남대학교
전파정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 통신시스템 설계
및 구현, 디지털 통신

오 왕 록 (Wangrok Oh)



1994년 2월 : 포항공과대학교 학사
1997년 2월 : 포항공과대학교 석사
2003년 8월 : 포항공과대학교 박사
1997년~2000년 : 포항공과대학
교 정보통신연구소 전임연구원
2003년~2006년 : 포항공과대학
교 정보통신연구소 전임연구원
2006년~2010년 : 충남대학교 정보통신공학과 조교수
2010년~2015년 : 충남대학교 정보통신공학과 부교수
2015년~현재 : 충남대학교 정보통신공학과 교수
<관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 오류정정부호,
MIMO 시스템