

논문 2015-52-1-3

FTN 시스템을 위한 동시 복조 및 복호 기법

(Joint Demodulation and Decoding System for FTN)

강 동 훈*, 오 왕 록**

(Donghoon Kang and Wangrok Oh[Ⓢ])

요 약

본 논문에서는 FTN (Faster than Nyquist) 방식을 이용한 데이터 전송기법에서 효율적으로 ISI (Inter Symbol Interference)를 제거하기 위한 기법을 제안한다. FTN 방식을 이용한 통신 시스템은 나이퀴스트 (Nyquist) 율 보다 빠르게 신호를 전송하는 방식으로 필연적으로 ISI가 발생한다. FTN 시스템에서 ISI를 제거하기 위한 여러 방안들이 제안되었으며 대표적으로 BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) 알고리즘 기반의 ISI 제거 기법을 들 수 있다. 그러나 제안된 기법들은 매우 큰 구현 복잡도를 갖으며, 특히 고차 변조 기법을 사용할 경우 복잡도는 변조 차수에 따라 지수적으로 증가하는 단점이 있다. 구현 복잡도를 줄이기 위하여 길쌈부호가 적용된 시스템에서 SIC (Successive Interference Cancellation) 기법을 이용하여 ISI를 제거하는 기법이 제안되었다. 본 논문에서는 반복 복호가 가능한 채널 부호화 기법과 고차 변조가 적용된 시스템에서 복호기에서 생성된 정보를 이용하여 FTN 복조를 효율적으로 수행할 수 있는 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 기존에 제안된 기법들에 비하여 낮은 구현 복잡도를 나타낼 뿐만 아니라 우수한 ISI 추정 성능으로 인하여 주어진 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio) 영역에서 보다 나은 비트오율 (Bit Error Rate) 성능을 나타낸다. 또한 고차 변조 기법이 적용된 시스템에서도 큰 복잡도 증가 없이 적용이 가능하다.

Abstract

In this paper, we propose an efficient joint demodulation and decoding scheme for FTN (Faster than Nyquist) systems. Several previous works have demonstrated that ISI (Inter Symbol Interference) cancellation schemes based on BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) algorithm are suitable for FTN systems. Unfortunately, required complexity of the previous ISI cancellation schemes is very high, especially when a multi-level modulation scheme is employed. In this paper, we propose a joint demodulation and decoding scheme for FTN systems with an iteratively decodable channel coding scheme and a multi-level modulation. Compared with the previously proposed schemes, the proposed scheme not only offers reliable performance but also requires relatively low complexity. Also, the proposed scheme can be easily applied to the FTN system with a multi-level modulation with a minor modification.

Keywords : FTN system, Turbo code, Multi-level modulation, ISI cancellation

* 학생회원, ** 정회원, 충남대학교 정보통신공학과
(Department of Information Communications
Engineering, Chungnam National University)

Ⓢ Corresponding Author (E-mail: kingrock@cnu.ac.kr)

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음. [2014-044-053-001, FTN 기반 유무선 방송시스템 고도화 기술 개발]

접수일자: 2014년11월03일, 수정일자: 2014년12월11일
게재확정: 2014년12월26일

I. 서 론

최근 통신 시스템에서는 주파수 효율 증대에 대한 요구사항이 증대되고 있으며 주파수 효율 증대 기법 중 하나로 FTN (Faster than Nyquist) 기법을 이용하여 전송 효율을 높이기 위한 방안이 대두되고 있다. 일반적인 통신 시스템에서는 심볼간 간섭이 발생하지 않도록 나이퀴스트 (Nyquist) 율로 신호를 전송하지만 FTN

전송기법은 나이퀴스트 율 보다 더 빠르게 신호를 전송하는 기법이며 필연적으로 ISI (Inter Symbol Interference)가 발생한다^[1]. 따라서 시스템의 성능을 확보하기 위해서는 수신기에서 ISI 추정 및 보상이 필수적으로 수행되어야 한다.

기존에 FTN 시스템에서 ISI를 제거하기 위한 여러 기법들이 제안되었다^[2-5]. 격자도 기반의 BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) 알고리즘을 이용한 ISI 제거 방안이 제안되었으나^[3] 변조 차수가 M , 특정 심볼에 ISI를 미치는 인접 심볼의 개수가 L 일 경우 격자도의 상태 (state) 수가 M^L 이 되어 간섭을 일으키는 심볼의 수가 많아지거나 고차 변조를 사용할 경우 매우 큰 구현 복잡도를 갖는 단점이 있다. BCJR 알고리즘의 구현 복잡도를 감소시키기 위한 방안으로 격자도에서 상태 수를 감소시켜 복잡도를 감소시키는 M-BCJR 알고리즘이 제안되었다^[4]. M-BCJR 알고리즘은 L 개의 간섭을 일으키는 심볼 중 일부만을 고려하여 ISI를 추정하는 기법으로 BCJR 알고리즘과 비교하였을 때 성능 저하를 피할 수 없으며 고차 변조를 사용할 경우 여전히 매우 높은 구현 복잡도를 갖는 단점이 있다.

채널 부호화 기법인 길쌈부호와 이진변조가 사용된 시스템에 복호 이후의 데이터를 이용하여 ISI를 추정하고 수신신호에서 ISI를 제거하는 SIC (Successive Interference Cancellation) 기반의 ISI제거 기법이 제안되었다^[5]. 본 논문에서는 반복 복호가 가능한 터보부호와 고차 변조가 사용된 시스템에 적용이 용이한 ISI 추정 및 보상 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 기존의 BCJR 알고리즘 및 SIC 기법을 적용한 ISI 추정 기법보다 구현 복잡도가 낮을 뿐만 아니라 고차 변조 기법이 적용된 시스템에서도 큰 복잡도 증가 없이 ISI를 제거하는 것이 가능하다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 논문에서 고려하는 FTN 전송기법의 시스템 모델에 대해서 II장에서 소개하고, III장에서는 제안하는 기법에 대해서 설명하며 IV장에서 전산 실험을 이용하여 제안하는 기법의 성능을 확인한 후 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 FTN 시스템의 송신기 구조는 그림 1과 같다. 길이가 N 인 정보비트 \mathbf{u} 는 부호율이 1/3

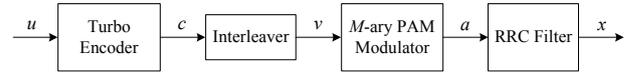


그림 1. FTN 송신기

Fig. 1. FTN transmitter.

인 터보 부호기에 의하여 부호화되어 길이가 $3N$ 인 부호어 \mathbf{c} 를 생성한다. 부호어 \mathbf{c} 는 인터리버를 거쳐 식 (1)과 같이 신호 \mathbf{v} 를 생성하며

$$\begin{aligned} \mathbf{v} &= \{v_0^0, v_0^1, \dots, v_0^{m-1}, v_1^0, \dots, v_{3N/m-1}^0\} \\ &= \Pi\{c_0, c_1, \dots, c_{3N-1}\}, \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 $\Pi\{\cdot\}$ 은 인터리버, $m = \log_2 M$ 으로 주어지며 인터리버 출력 신호 \mathbf{v} 는 M-ary PAM (Pulse Amplitude Modulation) 변조기에 의하여 변조된다. n 번째 변조 심볼 a_n 은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있으며

$$a_n = \mu\{v_n^0, v_n^1, \dots, v_n^{m-1}\}, \quad n = 0, 1, \dots, \frac{3N}{m} - 1, \quad (2)$$

여기에서 $\mu\{\cdot\}$ 는 심볼 매핑 테이블, $v_n^k \in \{0, 1\}$ 은 변조 심볼 a_n 에 매핑된 k 번째 비트 값을 나타낸다. 변조된 신호는 RRC (Root Raised Cosine) 필터를 통과한 후 채널을 통해 전송되며 송신 신호 $x(t)$ 는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_n a_n h(t - n\tau T_s). \quad (3)$$

여기에서 $h(t)$ 는 RRC 필터의 임펄스 응답, τ 는 FTN factor, T_s 는 심볼 길이를 나타낸다. FTN factor τ 가 1일 경우 나이퀴스트 율을 만족하는 일반적인 통신시스템이며 τ 가 1보다 작을 경우 FTN 시스템이라 한다. 송신 신호 $x(t)$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 채널을 거쳐 수신되고 수신된 신호는 식 (4)와 같으며

$$y(t) = x(t) + n(t), \quad (4)$$

여기에서 $n(t)$ 는 평균이 0이고 차원 당 분산 (variance) 이 $N_0/2$ 인 AWGN이다.

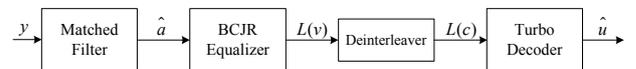


그림 2. BCJR 등화기를 적용한 FTN 수신기

Fig. 2. FTN Receiver with BCJR equalizer.

그림 2는 기존의 BCJR 기법을 적용한 FTN 시스템 수신기를 나타낸 것이다. 수신신호 y 는 송신 필터에 정합된 RRC 필터를 통과한 다음 BCJR 등화기에서 ISI 제거 후 연관정 정보 (soft information), $L(v)$ 를 생성한다. $L(v)$ 는 디인터리버를 거쳐 터보 복호기로 입력되며 터보 복호기에서는 반복 복호를 수행한 후 송신한 정보 비트 u 를 추정한다. BCJR 알고리즘을 이용하여 ISI를 제거할 경우 격자도의 상태 수가 M^L 이 되며 간섭을 일으키는 심볼의 수가 많아지거나 고차 변조를 고려할 경우 매우 큰 구현 복잡도를 갖는 단점이 있다. 또한 Shannon 한계에 근접하는 우수한 성능을 나타내는 채널 부호를 적용한 시스템의 경우 낮은 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 영역에서의 ISI 추정 성능이 중요하지만 낮은 SNR 영역에서 BCJR 등화기의 ISI 추정 성능이 좋지 않으며 이로 인하여 기존에 제안된 방식들은 성능 열화를 피할 수 없다.

III. 제안하는 기법

그림 3은 본 논문에서 제안하는 ISI 제거 기법을 적용한 FTN 시스템 수신기를 나타낸 것이다. 수신신호 y 는 송신 필터에 정합된 RRC 필터를 통과 한 다음 τT_s 마다 샘플링된다. 샘플링된 신호 \hat{a} 은 식 (5)와 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{a}_n = a_n + I_n + N_n, \quad n = 0, 1, \dots, \frac{3N}{m} - 1, \quad (5)$$

여기에서 I_n 은 n 번째 심볼에 더해진 ISI의 양, N_n 은 수신 필터 통과 후 샘플링된 잡음 값이다. \hat{a} 은 LLR (Log-Likelihood Ratio) 계산을 거쳐 길이가 $3N$ 인 연관정 정보 (soft information) $L(v)$ 를 생성하고 이 때 $L(v)$ 는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있으며

$$L(v_n^k) = \log \left(\frac{\sum_{a_n \in \{v_n^k = +1\}} \exp\left(-\frac{(\hat{a}_n - a_n)^2}{2\sigma_n^2}\right)}{\sum_{a_n \in \{v_n^k = -1\}} \exp\left(-\frac{(\hat{a}_n - a_n)^2}{2\sigma_n^2}\right)} \right), \quad (6)$$

$$k = 0, 1, \dots, m-1, \quad n = 0, 1, \dots, \frac{3N}{m} - 1$$

σ_n^2 는 n 번째 심볼에 대한 잡음의 분산을 나타낸다. 송신 비트 v 에 대한 LLR 값 $L(v)$ 는 디인터리버를 거쳐 터보 복호기로 입력되며 터보 복호기에서는 한 번의 반복 복호를 수행한 후 길이가 $3N$ 인 부호어 \hat{c} 에 대한 LLR 값 $L(\hat{c})$ 을 계산하는데 이는 터보 복호기에서 계산한 외부정보 (extrinsic information)와 채널에서 수신한 정보 $L(c)$ 의 합으로 주어진다. $L(\hat{c})$ 는 인터리버를 거쳐 $L(\hat{v})$ 를 생성하고 $L(\hat{v})$ 을 이용하여 변조신호 a 에 대한 연관정 또는 경관정 추정 값 \tilde{a} 를 계산한다. 이진변조기법을 가정할 경우 연관정을 이용한 추정 과정은 식 (7)과 같다.

$$\tilde{a}_n = (+1) \times P\{a_n = +1\} + (-1) \times P\{a_n = -1\}. \quad (7)$$

여기에서 확률 $P\{a_n = \pm 1\}$ 는 식 (8)과 같이 $L(\hat{v})$ 를 이용하여 계산할 수 있으며

$$P\{a_n = \pm 1\} = \frac{\exp\left(\pm \frac{L(\hat{v}_n^0)}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L(\hat{v}_n^0)}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(\hat{v}_n^0)}{2}\right)}, \quad (8)$$

식 (7)에 식 (8)을 대입하여 a 에 대한 연관정 추정 값 \tilde{a} 를 식 (9)와 같이 도출할 수 있다.

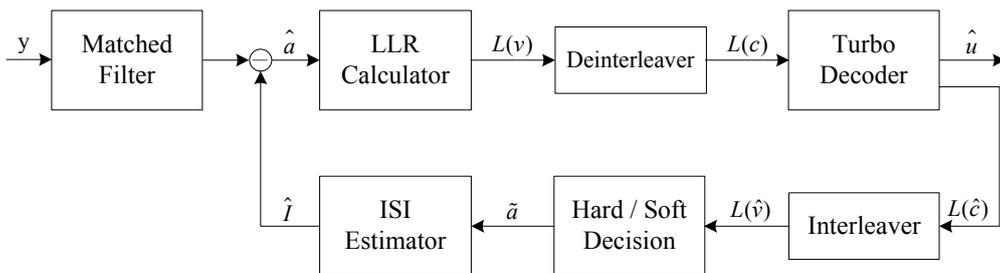


그림 3. 제안하는 FTN 수신기
Fig. 3. Proposed FTN Receiver.

$$\tilde{a}_n = \tanh\left(\frac{L(\hat{v}_n^0)}{2}\right). \quad (9)$$

이를 확장하여 M -ary PAM 기법을 적용하였을 경우를 가정하면 \mathbf{a} 에 대한 연관정 추정 값 $\tilde{\mathbf{a}}$ 는 아래와 같이 나타낼 수 있으며

$$\begin{aligned} \tilde{a}_n &= \mathbf{E}[a_n] \\ &= \sum_{l=0}^{M-1} a^l P\{a_n = a^l\}, \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서 $\mathbf{E}[\cdot]$ 은 평균 (expectation) 연산자, a^l 은 M 개의 PAM 변조 심볼 중 l 번째 심볼을 나타낸다. 심볼 매핑 방법으로 Gray 코드를 가정할 경우 식 (10)은 식 (11)과 같이 나타낼 수 있으며

$$\tilde{a}_n = \begin{cases} -f_n^0, & m = 1 \\ -f_n^0(f_n^1 + 2), & m = 2 \\ -f_n^0\left(\prod_{k=1}^{m-1} [f_n^k] + \sum_{i=1}^{m-2} \left[2^i \prod_{k=i+1}^{m-1} [f_n^k]\right] + 2^{m-1}\right), & m > 2 \end{cases} \quad (11)$$

여기에서 f_n^k 은 식 (12)와 같이 주어진다.

$$f_n^k = -\tanh\left(\frac{L(v_n^k)}{2}\right), \quad k = 0, 1, \dots, m-1. \quad (12)$$

한편, 경관정을 이용한 추정 방법은 $L(\hat{v})$ 에 대하여 경관정을 수행한 후 심볼 매핑 테이블 $\mu(\cdot)$ 를 이용하여 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 추정할 수 있다. 경관정을 이용할 경우 연관정을 이용한 추정 방법보다 간단하게 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 추정 가능한 장점이 있다. \mathbf{a} 에 대한 연관정 또는 경관정 추정 값 $\tilde{\mathbf{a}}$ 는 ISI 추정기에

서 수신신호에 더해져 있는 ISI에 대한 추정 값을 계산하는데 사용된다. ISI에 대한 추정 값, \hat{I}_n 은 아래와 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{I}_n = \sum_{k \neq n} \tilde{a}_k g((n-k)\tau T_s), \quad (13)$$

여기에서 $g(\cdot)$ 는 송수신 필터의 컨볼루션 (convolution)을 나타낸다. 추정된 ISI, \hat{I}_n 을 이용하여 식 (14)와 같이 수신신호에서 추정된 ISI를 제거해 주며

$$\hat{a}_n = a_n + I_n + N_n - \hat{I}_n, \quad (14)$$

이와 같은 과정을 복호기의 반복 복호 횟수만큼 반복한다.

IV. 전산실험

본 논문에서는 제안하는 기법의 ISI 추정에 필요한 계산 복잡도를 확인하였으며 계산 복잡도를 계산한 결과는 표 1과 같다. 표 1에서 M , L 및 K 는 각각 변조 차수, 특정 심볼에 ISI를 미치는 인접 심볼의 개수 및 터보 복호기의 반복 복호 횟수를 나타낸다. 표 1에 나타낸 계산량은 하나의 변조 심볼 당 ISI 추정 및 보상에 요구되는 계산량을 나타낸 것이며, 기존의 BCJR 등화기를 이용한 제거 기법과 제안하는 기법에서 공통으로 수행하는 터보 복호기 및 정합 필터의 계산량은 제외하였다. 표 1에서 확인할 수 있는 바와 같이 BCJR 등화기를 이용한 ISI 제거 기법의 경우 계산 복잡도가 M^L 에 비례하여 증가하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 간섭을 일으키는 심볼의 수가 많아지거나 고차 변조를 사용할 경우 매우 큰 구현 복잡도를 가질 것을 예상할 수 있다.

그림 4는 특정 심볼에 ISI를 미치는 인접 심볼의 개

표 1. 제안하는 기법의 계산 복잡도
Table 1. Computational complexity of the proposed scheme.

	BCJR Equalizer	Proposed Scheme	
		Soft Decision	Hard Decision
Multiplications	$6M^{L+1} + 2M^L + \log_2(M)$	$K(L + 2M + 2\log_2(M) - 2)$	$K(L + 2M - 1)$
Additions	$4M^{L+1} - M^L - M - 1 + (M-2)\log_2(M)$	$K(L + 2M + \log_2(M) - 4)$	$K(L + 2M - 3)$
$\tanh(\cdot)$		$K\log_2(M)$	
$\exp(\cdot)$	M^{L+1}	KM	KM
$\ln(\cdot)$	$\log_2(M)$	K	K

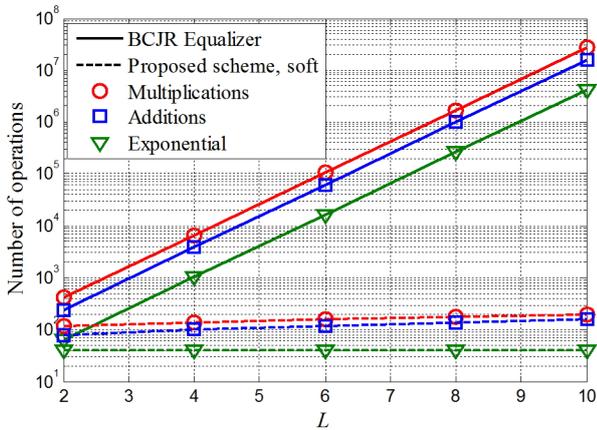


그림 4. L 에 따른 계산 복잡도
Fig. 4. Computational complexity versus L .

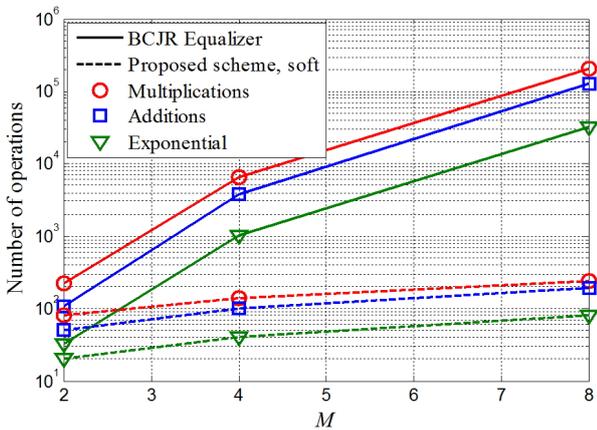


그림 5. M 에 따른 계산 복잡도
Fig. 5. Computational complexity versus M .

수 L 에 따른 계산 복잡도를 나타낸 것이다. 복잡도 계산 시 변조 차수 M 은 4, 반복 복호 횟수 K 는 10을 고려하였으며 실선은 BCJR 등화기를 이용하여 ISI를 제거한 경우, 점선은 제안하는 기법에서 연판정을 이용하여 ISI를 제거한 경우의 계산 복잡도를 나타낸다. 그림 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 제안하는 기법의 경우 L 이 증가함에 따라 계산 복잡도가 크게 증가하지 않지만 BCJR 등화기를 이용하여 ISI를 제거할 경우 L 이 증가함에 따라서 계산 복잡도가 지수적으로 증가하는 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 변조 차수 M 에 따른 계산 복잡도를 나타낸 것이며, 복잡도 계산시 L 은 4, K 는 10을 고려하였다. 그림 4의 결과와 마찬가지로 M 이 증가함에 따라 제안하는 기법의 계산 복잡도가 BCJR 등화기를 이용한 ISI 제거 기법보다 매우 적은 증가율을 나타내는 것을

표 2. 전산실험 변수

Table 2. Simulation parameters.

Turbo code parameters	
Code rate	1/3
Constraint length	3
Generator polynomial	$(1, g_2/g_1) = (1, 5/7)_8$
Turbo interleaver	3GPP interleaver
Interleaver length	1024
Number of iterations	10
Decoding algorithm	MAP algorithm
RRC filter & BCJR Equalizer	
Filter tap length	81
Oversampling factor	10
Roll-off factor	0.25
Equalization algorithm	MAP algorithm

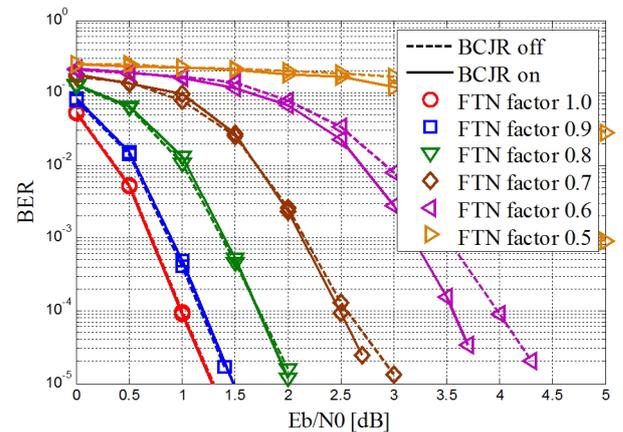


그림 6. BCJR 등화기를 사용한 경우의 BER 성능
Fig. 6. BER performances of FTN system with BCJR equalizer.

확인할 수 있다. 따라서 제안하는 기법의 경우 특정 심볼에 ISI를 미치는 인접 심볼의 개수를 많이 고려하거나 고차 변조 기법이 적용된 시스템에서도 큰 복잡도 증가 없이 적용이 가능하다.

제안하는 기법의 성능을 확인하기 위하여 전산실험을 수행하였다. 전산실험에 사용한 터보 부호, RRC 필터 및 BCJR 등화기에 사용한 변수는 표 2와 같으며, 변조기와 부호기 사이의 인터리버는 균일 (uniform) 인터리버를 가정하였다. 그림 6은 그림 2에 도식화한 시스템의 비트오율 (Bit Error Rate, BER) 성능을 확인한 결과이다. 전산실험 시 변조 기법은 BPSK (Binary Phase Shift Keying), 터보 복호기에서의 반복 복호 횟수는 10을 가정하였으며 특정 심볼에 ISI를 미치는 인접 심볼의 개수 L 은 8을 가정하였다. 점선은 ISI 추정

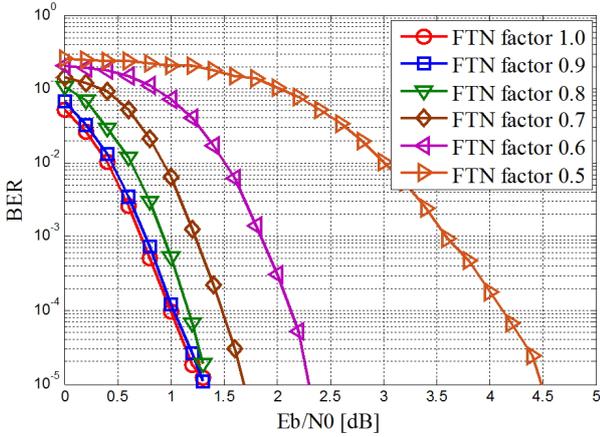


그림 7. 제안하는 기법의 BER 성능 (BPSK, Soft decision)
 Fig. 7. BER performances of proposed scheme (BPSK, Soft decision).

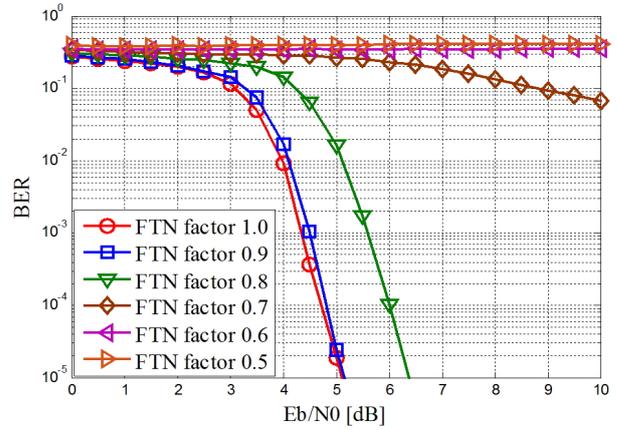


그림 9. 제안하는 기법의 BER 성능 (8-PAM, Hard decision)
 Fig. 9. BER performances of proposed scheme (8-PAM, Hard decision).

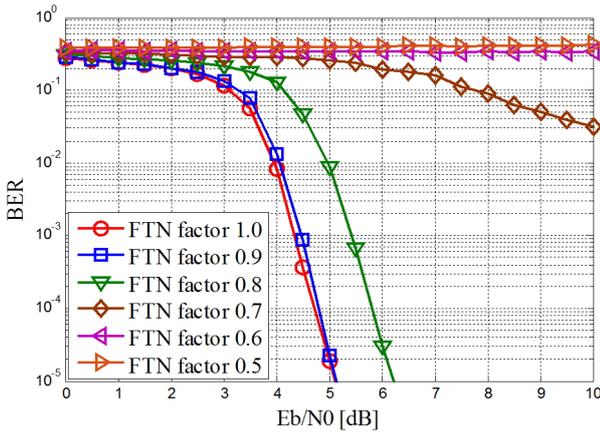


그림 8. 제안하는 기법의 BER 성능 (8-PAM, Soft decision)
 Fig. 8. BER performances of proposed scheme (8-PAM, Soft decision).

을 하지 않고 복호를 수행한 경우, 실선은 BCJR 등화기를 이용하여 ISI를 추정 후 복호를 수행한 경우의 성능을 나타낸다. 그림 6에서 확인 할 수 있는 바와 같이 BCJR 등화기를 이용하여 ISI 추정된 경우 낮은 SNR 영역에서는 ISI를 추정하지 않은 경우와 유사한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서 예상한 바와 같이 낮은 SNR 영역에서는 BCJR 등화기가 정상적으로 동작하지 못하며 이로 인하여 성능 열화가 발생함을 확인할 수 있다.

그림 7은 제안하는 기법의 BER 성능을 나타낸 것이다. 변조 기법은 BPSK, ISI 추정은 연관정을 이용한 추정 기법을 사용하였을 때의 성능을 나타낸 것이다.

BCJR 등화기를 사용한 경우와 비교하였을 때 제안하는 기법은 10^{-5} 의 BER 영역에서 FTN factor가 0.9, 0.8, 0.7 및 0.6 일 때 각각 약 0.2 dB, 0.7 dB, 1.1 dB 및 1.5 dB의 성능 이득을 얻을 수 있는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 제안하는 기법은 BCJR 등화기를 사용한 경우보다 우수한 BER 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 또한 FTN factor가 0.8 보다 큰 경우 약 10번의 반복 복호를 수행하면 10^{-5} 의 BER 영역에서 나이퀴스트율로 데이터를 전송하는 경우와 동일한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그림 8은 제안하는 기법에서 8-PAM 변조기법을 사용하고 연관정을 사용하여 ISI를 제거한 경우의 BER 성능을 나타낸 것이다. FTN factor 0.9 보다 큰 경우 10번의 반복 복호를 수행할 경우 10^{-5} 의 BER 영역에서 기존의 시스템과 유사한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그림 9는 변조 기법으로 8-PAM을 사용하고 경관정을 사용하여 ISI를 제거하였을 때의 BER 성능을 나타낸 것이다. FTN factor가 큰 경우 연관정을 사용한 경우와 비교하였을 때 유사한 BER 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있으며 FTN factor가 작은 경우에도 반복 복호를 충분히 수행한다면 연관정을 사용한 경우와 유사한 BER 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서 경관정을 사용하여 ISI를 제거할 경우 연관정을 사용하여 ISI를 제거한 경우와 유사한 BER 성능을 나타내면서 낮은 구현 복잡도로 시스템을 구현하는 것이 가능하다.

V. 결 론

본 논문에서는 FTN 방식을 이용한 데이터 전송기법에서 ISI를 효율적으로 제거하기 위한 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 반복 복호가 가능한 채널 부호화 기법과 고차 변조가 적용된 시스템에서 복호 과정 중 생성한 정보에 대한 경관정 또는 연관정 결과를 이용하여 ISI를 추정하고 수신신호에서 ISI를 제거한다. 제안하는 기법은 기존의 BCJR 알고리즘 및 SIC 기법을 적용한 ISI 추정기법보다 낮은 구현 복잡도를 나타낼 뿐만 아니라 낮은 SNR 영역에서도 안정적으로 성능을 제공한다. 또한 변조 차수가 증가하더라도 하드웨어 복잡도가 크게 증가하지 않는 장점이 있다.

REFERENCES

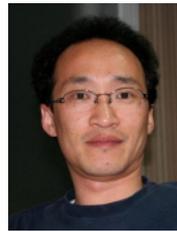
- [1] J. E. Mazo, "Faster-than-Nyquist signaling," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 56, pp. 1451-1462, Oct. 1975.
- [2] A. Prlja, J. B. Anderson and F. Rusek, "Receivers for Faster-than-Nyquist signaling with and without turbo equalization," *ISIT 2008*, pp. 464-468, July 2008.
- [3] C. Douillard, A. Picart, P. Didier, M. Jezequel, C. Berrou, and A. Glavieux, "Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 6, pp. 507 - 511, Sep.-Oct. 1995.
- [4] 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.
- [5] 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.

저 자 소 개



강 동 훈(학생회원)
2009년 충남대학교 전기정보통신
공학부 학사
2009년~현재 충남대학교 정보통신
공학과 석박사통합과정

<주관심분야 : 오류정정부호, 디지털 통신>



오 왕 록(정회원)-교신저자
1994년 포항공과대학교 학사
1997년 포항공과대학교 석사
2003년 포항공과대학교 박사
1994년~1995년 스탠더드텔레콤
연구원
1997년~2000년 포항공과대학교
정보통신연구소
전임연구원

2003년~2006년 포항공과대학교 정보통신연구소
전임연구원

2006년~2010년 충남대학교 정보통신공학과
조교수

2010년~현재 충남대학교 정보통신공학과 부교수
<주관심분야 : 통신시스템 설계 및 구현, 오류정
정부호, MIMO 시스템>