

나이퀴스트 율보다 빠른 전송 시스템에서 반복 MAP을 이용한 ISI 추정 기법

강 동 훈*, 김 하 은*, 박 경 원*, 이 아 름*, 오 왕 록°

ISI Estimation Using Iterative MAP for Faster-Than-Nyquist Transmission

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

요 약

본 논문에서는 FTN (faster-than-Nyquist) 시스템에서 MAP (maximum a posteriori) 기법을 이용한 ISI (inter-symbol interference) 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 FTN 전송으로 인한 ISI를 제거하기 위하여 복조기에서 MAP 기법을 이용하여 복조를 수행한다. 또한 매우 큰 구현 복잡도를 갖는 MAP 기법의 단점을 보완하기 위하여 간단하게 구현 가능한 SIC (successive interference cancellation) 기법과 MAP 기법을 연동하여 낮은 복잡도를 가지면서도 우수한 성능을 나타내는 ISI 제거 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 MAP 기법과 비교하였을 때 낮은 복잡도를 가질 뿐만 아니라 기존에 제안된 ISI 추정 기법들보다 우수한 추정 성능을 나타내는 장점이 있다.

Key Words : FTN, ISI, MAP estimation, Hybrid ISI estimation

ABSTRACT

In this paper, we propose an inter-symbol interference (ISI) estimation scheme based on the maximum a posteriori (MAP) algorithm for faster-than-Nyquist (FTN) systems. Unfortunately, the ISI estimator based on the MAP algorithm requires relatively high computational complexity. To reduce the complexity of the MAP based ISI estimator, we propose a hybrid ISI estimation scheme based on the MAP and successive interference cancellation (SIC) algorithms. The proposed scheme not only offers good ISI estimation performances but also requires reasonably low complexity.

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

다¹⁻³. 일반적인 통신 시스템에서는 심볼 간 간섭이 발생하지 않도록 나이퀴스트 (Nyquist) 율로 신호를 전송하지만 FTN 전송 기법은 나이퀴스트 율 보다 더 빠르게 신호를 전송하는 기법으로서 필연적으로 ISI (inter-symbol interference)가 발생하고^{1,2} 이로 인하여 성능 열화가 발생한다. FTN 전송으로 인한 성능

* 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, 학생회원

논문번호 : KICS2017-03-082, Received March 25, 2017; Revised April 28, 2017; Accepted April 28, 2017

열화를 최소화하기 위해서는 수신기에서 ISI 추정 및 제거가 필수적이다.

기존에 FTN 전송으로 인한 ISI를 추정 및 보상하기 위한 기법으로 BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv), FDE (frequency-domain equalization), DFE (decision feedback equalization) 및 SIC (successive interference cancellation) 등 다양한 기법이 제안되었다⁴⁻¹³. 격자도 기반의 BCJR 알고리즘은 변조 차수가 M , 특정 심볼에 ISI를 미치는 인접 심볼의 개수가 L 일 경우 격자도의 상태 (state) 수가 M^L 이 되어 간섭을 일으키는 심볼의 개수가 많아지거나 고차 변조를 고려할 경우 매우 큰 구현 복잡도를 갖는 단점이 있다⁴⁻⁵. 또한 BCJR 알고리즘은 이산 무기억 채널 (discrete memoryless channel)을 기반으로 제안된 기법이지만¹⁴ FTN 전송 시스템에서는 수신 신호들 간 상관관계가 발생된다³. 따라서 FTN 전송 시스템에 BCJR을 적용하기 위해서는 백색화 (whitening) 과정이 추가로 요구된다^{3,15}. FDE 기법은 주파수 영역에서 ISI 추정 및 보상하는 기법으로 ISI 추정에 사용되는 블록 길이 (block length)에 따라 구현 복잡도가 지수적으로 증가하는 특성이 있으며 블록마다 CP (cyclic prefix)를 삽입해야하는 문제점이 있다⁶⁻⁷. 따라서 블록 길이가 길어질 경우 매우 큰 복잡도를 가지며 블록 길이가 짧아질 경우 주파수 효율이 낮아지는 문제점이 있다. SIC 기법은 채널 복호기의 출력 신호를 이용하여 ISI 추정 및 보상하는 기법으로 BCJR 기반의 기법 및 FDE 기법과 비교하였을 때 구현 복잡도가 낮은 장점이 있지만¹⁰⁻¹³ ISI가 큰 경우에는 복호기가 정상적으로 동작하지 않아 ISI 추정 성능이 열화된다. DFE 기법은 채널 복호기 출력 대신 수신 신호를 이용하여 송신 심볼을 추정한 후 ISI를 추정 및 제거하는 기법으로 낮은 구현 복잡도를 갖는 장점이 있지만 추정 성능이 좋지 않은 단점이 있다⁸⁻⁹.

FTN 시스템에서 MAP (maximum a posteriori) 알고리즘 기반의 ISI 추정기를 사용한다면 가장 우수한 성능을 얻을 수 있으나 구현 복잡도가 매우 크다는 단점이 있다. 한편 FTN 시스템에서 특정 심볼에 ISI를 미치는 심볼들 중 전체 ISI 양에 기여하는 정도가 큰 인접 심볼들에 의한 ISI는 MAP 기법을 이용하여 추정하고 나머지 심볼들에 의한 ISI는 SIC 기법을 이용하여 추정한다면 구현 복잡도를 크게 낮출 수 있다. 본 논문에서는 FTN 전송 시스템에서 MAP 및 SIC 기법 기반의 ISI 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 매우 큰 구현 복잡도를 갖는 MAP 기법의 단점을 보완하기 위하여 MAP 기법과 낮은 복잡도를 갖는

SIC 기법을 연동한다. 제안하는 기법은 MAP 기법보다 낮은 복잡도를 가질 뿐만 아니라 기존에 제안된 기법들보다 우수한 추정 성능을 나타내는 장점이 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 논문에서 고려하는 FTN 전송 시스템에 대해서 2장에서 소개하고 3장 및 4장에서 MAP 기법을 이용한 ISI 추정 기법 및 MAP의 복잡도 감소 기법을 제안한다. 5장에서는 제안하는 기법의 성능을 확인하며 6장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 FTN 시스템의 송신기 구조는 그림 1과 같다. 정보 비트 u 는 채널 부호기에 의하여 부호화되어 부호어 c 를 생성하고 부호어 c 는 인터리버를 거쳐 신호 v 를 생성한다. 신호 v 는 M 진 심볼 매핑기 (M -ary symbol mapper)에 의하여 M 진 심볼, $\chi = \{\chi_i | i = 0, 1, \dots, M-1\}$ 로 매핑되고 n 번째 변조 심볼 a_n 은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있으며

$$a_n = \mu\{v_n^0, v_n^1, \dots, v_n^{m-1}\}, \quad (1)$$

여기에서 $m = \log_2 M$ 으로 주어지고, $\mu\{\cdot\}$ 는 심볼 매핑 테이블, $v_n^k \in \{0, 1\}$ 은 심볼 a_n 에 매핑된 k 번째 비트 값을 나타낸다. 변조 심볼 a_n 는 FTN 변조기를 거쳐 채널로 전송되며 송신 신호 $x(t)$ 는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n h(t - n\tau T_s). \quad (2)$$

여기에서 $h(t)$ 는 RRC (Root Raised Cosine) 필터의 임펄스 응답, τ 는 FTN factor, $1/T_s$ 는 사용한 RRC 필터의 나이퀴스트 율이다. FTN factor τ 가 1일 경우 나이퀴스트 율을 만족하는 일반적인 통신시스템이며 τ 가 1보다 작을 경우 FTN 시스템이다. 송신 신호 $x(t)$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise, AWGN) 채널을 거쳐 수신되고 수신된 신호는 식 (3)과 같으며

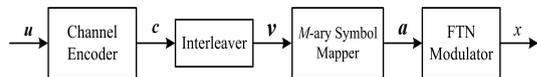


그림 1. FTN 송신기 구조
Fig. 1. FTN transmitter

$$y(t) = x(t) + n(t), \quad (3)$$

여기에서 $n(t)$ 는 평균이 0이고 차원당 분산 (variance)이 $\sigma^2 = N_0/2$ 인 AWGN이다.

III. 제안하는 기법

본 논문에서 제안하는 MAP 기법을 적용한 FTN 수신기는 그림 2와 같다. 수신신호 y 는 송신필터에 정합된 RRC 필터를 통과 한 다음 τT_s 마다 샘플링된다. 샘플링된 신호 \hat{a} 은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{a}_n = a_n + I_n + N_n, \quad (4)$$

식 (4)의 I_n 은 식 (5)와 같이 송신 심볼 a 를 이용하여 계산할 수 있으며

$$I_n = \sum_{k=-L/2}^{L/2} a_{n+k}g(k\tau T_s) - a_n, \quad (5)$$

여기에서 L 은 특정 심볼에 간섭을 일으키는 심볼의 개수, $g(\cdot)$ 는 송수신 필터의 컨볼루션(convolution)을 나타낸다. 식 (4)의 a_n 과 I_n 의 합을 s_n 으로 나타내면 식 (6)과 같다.

$$\hat{a}_n = s_n + N_n = \sum_{k=-L/2}^{L/2} a_{n+k}g(k\tau T_s) + N_n. \quad (6)$$

식 (6)에서 확인할 수 있는 바와 같이 FTN 시스템의 수신 신호를 s_n 이 전송되고 유색 잡음 (colored noise) N_n 이 더해진 형태로 나타낼 수 있다. \hat{a} 은 MAP 추정기로 입력되며 MAP 추정기에서는 \hat{a} 과 사전 정보 (a priori information) $L^a(\hat{v})$ 를 이용하여 식 (7)과 같이 LLR (log-likelihood ratio)을 계산한다.

$$L(v_n^k|\hat{a}) = \ln \frac{P(v_n^k = 0|\hat{a})}{P(v_n^k = 1|\hat{a})}. \quad (7)$$

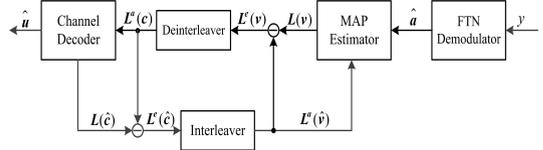


그림 2. MAP 기법을 적용한 수신기 구조
Fig. 2. FTN receiver with MAP

FTN 전송으로 인한 ISI는 식 (6)에서 확인할 수 있는 바와 같이 유한한 길이를 갖는 필터 $g(\cdot)$ 에 의하여 발생된다. 따라서 v_n^k 에 대한 LLR을 계산할 경우 상관관계가 존재하는 $L+1$ 개의 심볼만을 고려하여 계산하면 되므로 식 (7)은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있으며

$$L(v_n^k|\hat{a}) = L(v_n^k|\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2}) = \ln \frac{P(v_n^k = 0|\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2})}{P(v_n^k = 1|\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2})}, \quad (8)$$

여기에서 $\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2}$ 는 식 (9)와 같다.

$$\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2} = [\hat{a}_{n-L/2}, \hat{a}_{n-L/2+1}, \dots, \hat{a}_{n+L/2}]. \quad (9)$$

식 (8)의 $P(v_n^k = b|\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2})$ 는 식 (10)과 같이 계산할 수 있으며

$$\begin{aligned} P(v_n^k = b|\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2}) &= \frac{P(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2}|v_n^k = b)P(v_n^k = b)}{P(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2})} \\ &= \sum_{\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2} \in \pi_b} \frac{P(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2}|\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})P(\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})}{P(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2})}, \quad b = 0, 1, \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서 π_b 는 $v_n^k = b \in \{0, 1\}$ 인 $\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2}$ 의 집합을 나타낸다. 식 (10)은 신호 간 상관관계로 인하여 다변수 정규분포 (multivariate normal distribution)를 이용하여 계산할 수 있다. 식 (10)을 식 (8)에 대입하고 다변수 정규분포를 이용하여 나타내면 식 (11)과 같으며 식 (11)에서 Σ 는 공분산 행렬 (covariance matrix)를

$$L(v_n^k|\hat{a}) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2} \in \pi_0} \exp\left(-\frac{1}{2}(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2} - \mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})^T \Sigma^{-1}(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2} - \mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})\right) P(\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})}{\sum_{\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2} \in \pi_1} \exp\left(-\frac{1}{2}(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2} - \mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})^T \Sigma^{-1}(\hat{\mathbf{a}}_{n-L/2}^{n+L/2} - \mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})\right) P(\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})}. \quad (11)$$

나타내며 식 (12)와 같이 주어진다.

$$\Sigma = \frac{N_0}{2} \begin{bmatrix} g(0) & g(\tau T_s) & \dots & g(L\tau T_s) \\ g(\tau T_s) & g(0) & \dots & g((L-1)\tau T_s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(L\tau T_s) & g((L-1)\tau T_s) & \dots & g(0) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

식 (11)을 이용하여 계산한 LLR $L(v_n^k|\hat{\mathbf{a}})$ 은 식 (13)과 같이 외부 정보 (extrinsic information) $L^e(v_n^k)$ 를 계산하는데 사용되며

$$L^e(v_n^k) = L(v_n^k|\hat{\mathbf{a}}) - L^a(v_n^k), \quad (13)$$

외부 정보 $L^e(v_n^k)$ 는 디인터리버를 거쳐 채널 복호기로 입력된다. 채널 복호기에서는 부호어 $\hat{\mathbf{c}}$ 에 대한 외부 정보 $L^e(\hat{\mathbf{c}})$ 을 계산하며 $L^e(\hat{\mathbf{c}})$ 는 인터리버를 거쳐 MAP 추정기의 사전 정보로 입력된다. MAP 추정기의 사전 정보 $L^a(\hat{\mathbf{v}})$ 은 식 (11)의 사전 확률 $P(\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2})$ 를 계산하는데 사용되며 계산 과정은 식 (14)와 같다.

$$P(\mathbf{s}_{n-L/2}^{n+L/2}) = \prod_{l=-L}^L P(a_{n+l}) = \prod_{l=-L}^L \prod_{k=0}^{M-1} P(\hat{v}_{n+l}^k). \quad (14)$$

여기에서 $P(\hat{v}_n^k)$ 는 식 (15)와 같이 계산할 수 있으며

$$P(\hat{v}_n^k = b) = \frac{\exp\left(-1^b \frac{L^a(\hat{v}_n^k)}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L^a(\hat{v}_n^k)}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L^a(\hat{v}_n^k)}{2}\right)}, \quad (15)$$

이 과정을 반복 복호 횟수만큼 반복 수행한 후 채널 복호기에서는 송신한 정보 비트 \mathbf{u} 를 추정한다. 제안하는 MAP 추정기는 매우 큰 구현 복잡도를 갖는 단

점이 있다. 제안하는 MAP 추정 기법과 기존에 제안된 ISI 추정 기법들의 계산 복잡도를 계산하였으며 계산 복잡도는 표 1과 같다.

표 1에 나타난 각 추정 기법의 계산 복잡도는 한 번의 반복 복호, 하나의 변조 심볼 당 ISI 추정 및 보상에 요구되는 복잡도를 나타낸 것이며 기존의 BCJR^[4] 및 SIC^[10-12] 기법을 이용한 제거 기법과 제안하는 기법에서 공통으로 수행하는 채널 복호기 및 정합 필터의 계산량은 제외하였다. 표 1에서 확인할 수 있는 바와 같이 SIC 기법이 가장 낮은 계산 복잡도를 나타내며 BCJR과 제안하는 기법의 계산 복잡도는 각각 M^L , M^{2L} 에 비례하여 증가하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 BCJR 및 제안하는 기법의 경우 간섭을 일으키는 심볼의 수가 많아지거나 고차 변조를 사용할 경우 매우 큰 구현 복잡도를 가질 것을 예상할 수 있다. 본 논문에서는 제안하는 기법의 구현 복잡도를 낮추기 위하여 ISI 추정 및 제거 과정에서 간섭을 일으키는 심볼들 중 ISI에 크게 기여하는 인접 심볼들은 MAP 기법을 이용하여 추정하고 나머지 심볼들은 SIC 기법을 이용하여 추정 및 제거하는 기법을 고려하였다.

IV. MAP 기법의 복잡도 감소 기법

본 논문에서 제안하는 낮은 복잡도를 갖는 MAP (reduced-complexity MAP, RC-MAP) 추정기는 그림 3과 같다. 제안하는 기법은 I_n 을 추정함에 있어 n 번째 송신 심볼에 인접하여 ISI에 크게 기여하는 심볼들은 MAP 기법을 이용하여 추정하고 그 이외의 심볼들로 인한 ISI는 SIC 기법을 이용하여 추정함으로써 성능 열화를 최소화하며 복잡도는 크게 낮출 수 있는 기법이다. 또한 제안하는 복잡도 감소 기법은 MAP 기법 대신 BCJR을 사용함으로써 BCJR 기반의 추정기에도 동일하게 적용 가능하다. 수신 신호 \mathbf{y} 는 FTN 복

표 1. ISI 추정 기법들의 복잡도
Table 1. Complexity of the ISI estimation schemes

	MAP	BCJR ^[4]	SIC (soft decision) ^[10-12]
Multiplications	M^{2L+2}	$2(3M+1)M^L + \log_2 M$	$L+2M-2+2\log_2 M$
Additions	$M^{2L+1}+L-2$	$4M^{L+1}-M^L-M-1 + (M-2)\log_2 M$	$L+2M-4+\log_2 M$
tanh(·)			$\log_2 M$
exp(·)	M^{2L+1}	M^{L+1}	M
ln(·)	$\log_2 M$	$\log_2 M$	1

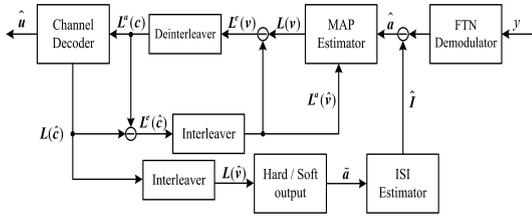


그림 3. MAP 및 SIC 기법을 적용한 FTN 수신기 구조
Fig. 3. FTN receiver with MAP and SIC

조기 통과 후 식 (4)와 같이 $\hat{\mathbf{a}}$ 을 생성한다. 식 (4)의 I_n 은 식 (16)과 같이 나타낼 수 있으며

$$I_n = I_n^{[1,d/2]} + I_n^{[d/2+1,L/2]}, \quad (16)$$

여기에서 d 는 특정 심볼에 ISI를 일으키는 심볼의 개수 L 개 중 MAP 추정 과정에서 고려하는 심볼의 개수를 나타내며, $I_n^{[\alpha,\beta]}$ 는 n 번째 심볼로부터의 거리가 $[\alpha, \beta]$ 구간에 있는 심볼들로부터 들어오는 ISI의 양으로 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_n^{[\alpha,\beta]} = \sum_{k=-\beta}^{-\alpha} a_{n+k} g(k\tau T_s) + \sum_{k=\alpha}^{\beta} a_{n+k} g(k\tau T_s). \quad (17)$$

식 (16)의 $I_n^{[1,d/2]}$, $I_n^{[d/2+1,L/2]}$ 는 각각 MAP 및 SIC 기법을 이용하여 추정하고 MAP 추정 과정을 위해 a_n 과 $I_n^{[1,d/2]}$ 의 합을 s_n 으로 나타내면 $\hat{\mathbf{a}}$ 은 식 (18)과 같으며

$$\hat{\mathbf{a}}_n = s_n + I_n^{[d/2+1,L/2]} + N_n, \quad (18)$$

여기에서 $I_n^{[d/2+1,L/2]}$ 는 SIC 기법에 의하여 추정 및 제거되는 ISI 성분으로 SIC 기법에 의하여 완벽하게 제거되었다고 가정하면 MAP 추정기의 연관성 출력 값은 식 (19)와 같이 계산할 수 있으며 식 (19)에서 공분산 행렬 Σ 는 식 (20)과 같이 주어진다.

$$\Sigma = \frac{N_0}{2} \begin{bmatrix} g(0) & g(\tau T_s) & \cdots & g(d\tau T_s) \\ g(\tau T_s) & g(0) & \cdots & g((d-1)\tau T_s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(d\tau T_s) & g((d-1)\tau T_s) & \cdots & g(0) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

식 (19)를 이용하여 계산한 $L(v_n^k|\hat{\mathbf{a}})$ 는 식 (21)과 같이 외부 정보 $L^e(v_n^k)$ 를 계산하는데 사용되며

$$L^e(v_n^k) = L(v_n^k|\hat{\mathbf{a}}) - L^a(\hat{v}_n^k), \quad (21)$$

외부 정보 $L^e(v_n^k)$ 는 디인터리버를 거쳐 채널 복호기로 입력된다. 채널 복호기에서는 부호어 $\hat{\mathbf{c}}$ 에 대한 LLR $L(\hat{\mathbf{c}})$ 을 계산하며 $L(\hat{\mathbf{c}})$ 는 인터리버를 거친 후 SIC 추정 과정에 사용된다. 한편 $L(\hat{\mathbf{c}})$ 와 $L^a(\hat{\mathbf{c}})$ 의 차로 계산된 $L^e(\hat{\mathbf{c}})$ 는 인터리버를 거쳐 MAP 추정기의 사전 정보로 입력되고, MAP 추정기에서는 사전 정보 $L^a(\hat{\mathbf{v}})$ 를 이용하여 식 (19)의 사전 확률 $P(\mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2})$ 를 식 (22)와 같이 계산한다.

$$P(\mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2}) = \prod_{l=-d}^d P(a_{n+l}) = \prod_{l=-d}^d \prod_{k=0}^{M-1} P(\hat{v}_{n+l}^k). \quad (22)$$

SIC 추정 과정에서는 $L(\hat{\mathbf{v}})$ 을 이용하여 송신 심볼 \mathbf{a} 의 연관성 또는 경관성 추정값 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 계산하고 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 이용하여 수신 신호에 더해져 있는 ISI를 추정한다^[10-12]. ISI에 대한 추정 값, $\hat{I}_n^{[d/2+1,L/2]}$ 은 식 (23)과 같이 계산할 수 있으며

$$\hat{I}_n^{[d/2+1,L/2]} = \sum_{k=-L/2}^{-d/2+1} \tilde{a}_{n+k} g(k\tau T_s) + \sum_{k=d/2+1}^{L/2} \tilde{a}_{n+k} g(k\tau T_s), \quad (23)$$

추정된 ISI, $\hat{I}_n^{[d/2+1,L/2]}$ 을 이용하여 식 (24)와 같이 수신 신호에 포함되어 있는 ISI를 제거해 준다.

$$L(v_n^k|\hat{\mathbf{a}}) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2} \in \pi_0} \exp\left(-\frac{1}{2}(\hat{\mathbf{a}}_{n-d/2}^{n+d/2} - \mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2})^T \Sigma^{-1}(\hat{\mathbf{a}}_{n-d/2}^{n+d/2} - \mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2})\right) P(\mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2})}{\sum_{\mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2} \in \pi_1} \exp\left(-\frac{1}{2}(\hat{\mathbf{a}}_{n-d/2}^{n+d/2} - \mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2})^T \Sigma^{-1}(\hat{\mathbf{a}}_{n-d/2}^{n+d/2} - \mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2})\right) P(\mathbf{s}_{n-d/2}^{n+d/2})}. \quad (19)$$

$$\hat{a}_n = a_n + I_n^{[1,d/2]} + I_n^{[d/2+1,L/2]} + N_n - \hat{I}_n^{[d/2+1,L/2]}, \quad (24)$$

이와 같은 과정을 반복 복호 횟수만큼 반복 수행한 후 채널 복호기에서는 송신한 정보 비트 u 를 추정한다.

V. 전산 실험

제안하는 기법의 성능을 확인하기 위하여 전산 실험을 수행하였다. 전산 실험에 사용한 변수는 표 2와 같으며 M 진 심볼 매퍼와 채널 부호기 사이의 인터리버는 균일 (uniform) 인터리버를 가정하였다. 전산 실험에는 SIC, RC-BCJR (reduced-complexity BCJR) 및 RC-MAP 기법의 성능을 확인하였다. SIC는 모든 ISI 성분을 SIC 기법만을 이용하여 추정 및 제거한 경우이고, RC-BCJR 및 RC-MAP 기법은 구현 복잡도를 고려하여 $I_n^{[1,d/2]}$ 는 BCJR 및 MAP 기법을 이용하여 추정하고 나머지 ISI 성분은 SIC 기법을 이용하여 추정 및 제거한 경우의 성능이다. 표 1을 기반으로 전산 실험을 수행한 환경에서 각 기법의 계산 복잡도를 계산하였으며 계산 복잡도는 표 3과 같다.

표 3에 나타낸 각 추정 기법의 계산 복잡도는 한 번의 반복 복호, 하나의 변조 심볼 당 ISI 추정 및 보상에 요구되는 복잡도를 나타낸 것이며 각 기법에서

표 2. 전산 실험 변수
Table. 2. Simulation parameters

Channel coding scheme	LDPC Code (DVB-T2) ^[16]
Code Rate	2/3
Coded Frame Size	64800
Roll-off Factor	0.20
FTN Factor	0.8, 0.6
Iteration number	50
Decoding Algorithm	Sum-product algorithm
Modulation	QPSK

표 3. ISI 추정 기법들의 복잡도
Table 3. Complexity of the ISI estimation schemes

	RC-MAP ($d=2$)	RC-BCJR ($d=4$)	SIC (soft decision)
Multiplications	144	334	28
Additions	80	230	22
$\tanh(\cdot)$	2	2	2
$\exp(\cdot)$	64	64	4
$\ln(\cdot)$	2	2	2

공통으로 수행하는 채널 복호기 및 정합 필터의 계산량은 제외하였다. 표 3에서 확인할 수 있는 바와 같이 제안하는 RC-MAP 기법에서 $d=2$ 를 쓰는 경우와 RC-BCJR 기법에서 $d=4$ 를 쓰는 경우 RC-MAP 기법이 더 낮은 계산 복잡도를 나타내며 SIC가 가장 낮은 복잡도를 갖는 것을 확인할 수 있다.

그림 4는 FTN 시스템에서 다양한 ISI 추정 기법들을 사용한 경우의 비트오율 (bit error rate) 성능을 나타낸 것으로 FTN factor는 0.8을 고려하였으며, 나이퀴스트 시스템보다 전송 효율을 25% 향상시킬 수 있는 경우이다. 그림 4에서 검정색 실선은 나이퀴스트 율로 데이터를 전송하는 경우의 성능을 나타낸 것이다. 그림 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 제안하는 기법이 가장 우수한 비트오율 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있으며, 그 다음으로는 SIC 기법이 우수한 성능을 나타낸다. 또한 RC-BCJR의 경우 d 가 증가함에 따라 비트오율 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있으며, 이는 BCJR 보다 SIC 기법이 우수한 성능을 나타내는 환경, 즉 FTN factor가 커서 ISI의 양이 작은 경우에 SIC 기법을 이용하여 제거되는 간섭 심볼의 개수가 적어짐으로써 발생하는 현상이다.

그림 5는 FTN 시스템에서 다양한 추정 기법들을 사용한 경우의 비트오율 성능을 나타낸 것으로 FTN factor는 0.6을 고려하였으며, 나이퀴스트 시스템보다 전송 효율을 67% 향상시킬 수 있는 경우이다. 그림 5에서 확인할 수 있는 바와 같이 RC-MAP 기법이 가장 우수한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있으며, 그 다음으로는 RC-BCJR이 우수한 성능을 나타낸다. 그림 4 및 5의 결과에서 확인할 수 있듯이 제안하는 기법을 적용한 FTN 시스템이 가장 우수한 비트오율

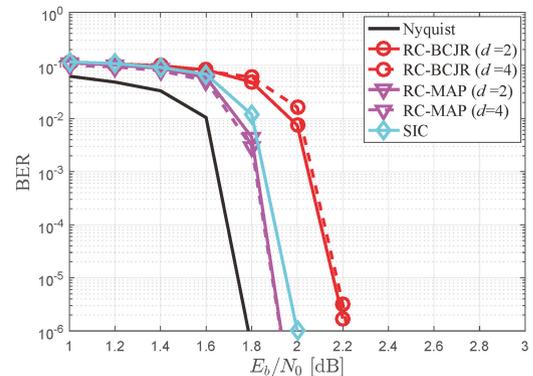


그림 4. ISI 추정 기법들의 비트오율 성능 (FTN factor 0.8)
Fig. 4. BER performances of the ISI estimation schemes (FTN factor 0.8)

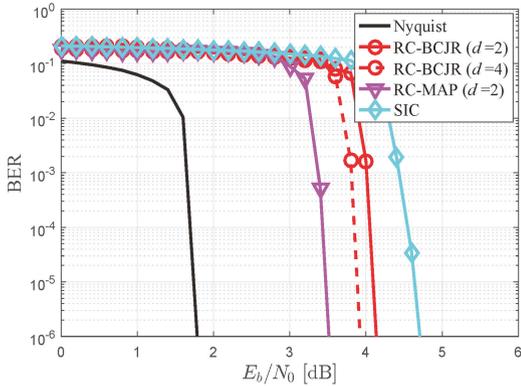


그림 5. 추정 기법들의 비트오율 성능 (FTN factor 0.6)
 Fig. 5. BER performances of the ISI estimation schemes (FTN factor 0.6)

성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4의 결과와는 달리 그림 5의 결과에서는 RC-BCJR의 성능이 SIC 기법보다 우수한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 이는 FTN factor가 작아질 경우 ISI의 양이 증가되어 채널 복호기의 성능 열화가 발생되므로 복호기 출력 신호를 이용하여 ISI를 추정하는 SIC 기법의 성능이 RC-BCJR 보다 좋지 않은 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. 표 3에서 확인할 수 있는 바와 같이 제안하는 RC-MAP 기법에서 $d=2$ 를 쓰는 경우와 RC-BCJR 기법에서 $d=4$ 를 쓰는 경우 제안하는 기법이 더 낮은 복잡도를 나타내면서 보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 FTN 시스템에서 MAP 기법을 이용하여 ISI를 추정하기 위한 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 FTN 전송으로 인한 ISI를 효율적으로 제거하기 위하여 복조기에서 MAP 기법을 이용하여 복조를 수행한다. 또한 매우 큰 구현 복잡도를 갖는 MAP 기법의 단점을 보완하기 위하여 MAP 기법과 간단하게 구현 가능한 SIC 기법을 결합하여 낮은 복잡도를 가지면서도 우수한 성능을 나타내는 ISI 제거 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 기존에 제안된 ISI 추정 기법들과 유사한 구현 복잡도를 통해 보다 우수한 ISI 추정 성능을 나타내는 장점이 있다.

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. Information Theory*, pp. 464-468, Jul. 2008.

[3] M. El Hefnawy and H. Taoka, "Overview of faster-than-Nyquist for future mobile communication systems," in *VTC Spring 2013*, Jun. 2013.

[4] 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.

[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] S. Sugiura and L. Hanzo, "Frequency-domain equalization aided iterative detection of faster-than-Nyquist signaling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 5, pp. 2122-2128, May 2015.

[7] W. Yuan, N. Wu, H. Wang, and J. Kuang, "Variational inference-based frequency-domain equalization for faster-than-Nyquist signaling in doubly selective channels," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 23, no. 9, pp. 1270-1274, Sept. 2016.

[8] M. Baek, N. Hur, and H. Lim, "Novel interference cancellation technique based on matrix computation for FTN communication system," *IEEE MILCOM*, pp. 830-834, Oct. 2014.

[9] S. Nie, M. Guo, and Y. Shen, "Interference cancellation technique for faster-than-Nyquist signaling," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 13, pp. 1126-1128, Jun. 2016.

[10] F. Rusek and J. B. Anderson, "Multistream faster than Nyquist signaling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 5, pp. 1329-1340, May

2009.

- [11] D. Dasalukunte, F. Rusek, and V. Owall, "Multicarrier faster-than-Nyquist signaling transceivers: Hardware architecture and performance analysis," *IEEE Trans. Cir. and Syst. I: Regular Papers*, vol. 58, no. 4, pp. 827-838, Apr. 2011.
- [12] D. Kang, H. Kim, K. Park, and W. Oh, "Parameter derivation for reducing ISI in 2-dimensional faster-than-Nyquist transmission," *J. KICS*, vol. 41, no. 10, pp. 1147-1154, Oct. 2016.
- [13] D. Kang, H. Kim J. Yun, H. Lim, and W. Oh, "Faster than Nyquist transmission with multiple channel codes," *J. KICS*, vol. 41, no. 2, pp. 157-162, Feb. 2016.
- [14] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 20, no. 2, pp. 284-287, Mar. 1974.
- [15] G. Colavolpe and A. Barbieri, "On MAP symbol detection for ISI channels using the Ungerboeck observation model," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 8, pp. 720-722, Aug. 2005.
- [16] ETSI, Digital video broadcasting (DVB): EN 302 755 V1.2.1

강 동 훈 (Donghoon Kang)



2009년 2월 : 충남대학교 전기정보통신공학부 학사
 2015년 8월 : 충남대학교 정보통신공학과 석박통합과정 박사
 2015년 9월~현재 : 충남대학교 정보통신연구소 연구원
 <관심분야> 오류정정부호, 디지털 통신

김 하 은 (Haeun Kim)



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

박 경 원 (Kyeongwon Park)



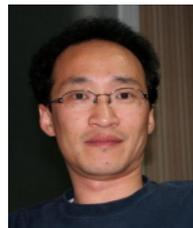
2016년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 학사
 2016년 3월~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 디지털 통신

이 아 름 (Arim Lee)



2017년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 학사
 2017년 3월~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 오류정정부호

오 왕 록 (Wangrok Oh)



1994년 2월 : 포항공과대학교 학사
 1997년 2월 : 포항공과대학교 석사
 2003년 8월 : 포항공과대학교 박사
 1997년~2000년 : 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
 2003년~2006년 : 포항공과대학교 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