



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

전송효율 향상을 위한 MIMO-FTN
전송기법 연구

A Study on MIMO-FTN Transmission Method for
Improving the Throughput



指導教授 鄭智元

2017年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴建熊

本 論文을 朴建熊의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 金 基 萬

委 員 : 工學博士 尹 榮

委 員 : 工學博士 鄭 智 元



2017年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴 建 熊

목 차

List of Tables	ii
List of Figures	iii
Abstract	iv
제 1 장 서 론	1
제 2 장 무선통신에서 전송률 향상을 위한 기법	3
2.1 FTN 기법	3
2.2 High-Order Modulation 기법	4
2.3 MIMO 기법	6
2.4 MIMO-FTN 연접 기법	8
제 3 장 SISO 채널에서의 FTN 적용 기법	10
3.1 채널 부호화 기법	10
3.2 터보 부호 기반의 FTN 복호기 구조	12
제 4 장 MIMO-FTN의 최적 송수신기법 제안	18
4.1 FTN 기법을 적용한 계층적 시공간 복호 구조 제안	18
4.2 FTN 기법을 적용한 ZF 복호 구조 제안	22
제 5 장 시뮬레이션 및 성능분석	28
제 6 장 결 론	31
감사의 글	33
참고문헌	35

List of Tables

Table 2.1 Transmission rate R according to (N,M) and τ	8
Table 4.1 Encoder design of efficient STTC code	20
Table 5.1 Simulation parameter	29
Table 5.2 Performance comparisons between SISO-FTN and MIMO-FTN	30



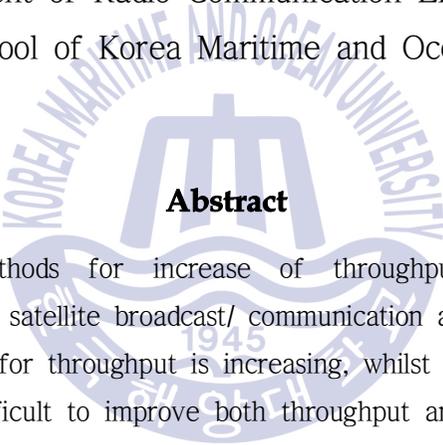
List of Figures

Fig. 2.1 FTN signal modeling	4
Fig. 2.2 BPSK, QPSK, and 16-QAM constellation	5
Fig. 2.3 The block diagram of general MIMO system	6
Fig. 3.1 Encoder of turbo pi with Memory ($v = 4$)	11
Fig. 3.2 Trellis Diagram of turbo pi	11
Fig. 3.3 RCS-NG turbo Pi Encoder($m=2$)	12
Fig. 3.4 The block diagram for FTN decoder	14
Fig. 3.5 The performance of SISO-FTN according to iteration ($\tau' = 0\%$)	15
Fig. 3.6 The performance of SISO-FTN according to τ'	17
Fig. 4.1 The structure of STTC based on 32-state	20
Fig. 4.2 The structure of STTC model for MIMO-FTN	21
Fig. 4.3 The performance MIMO-FTN based on STTC according to τ'	22
Fig. 4.4 The structure of ZF model for MIMO-FTN	25
Fig. 4.5 The performance MIMO-FTN based on ZF according to three methods	25
Fig. 4.6 The performance of FTN signaling according to τ'	28
Fig. 5.1 Performance comparison between SISO-FTN and MIMO-FTN (BER= 10^{-5})	30

A Study on MIMO-FTN Transmission Method for Improving the Throughput

Park, Gun Woong

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University



Abstract

Recently, many methods for increase of throughput efficiency is being researched, as the next satellite broadcast/ communication and the 5G based mobile communication demand for throughput is increasing, whilst the bandwidth is limited. However, it is very difficult to improve both throughput and performance, because the two aspects are in a trade-off relationship. Therefore, it is the most important to develop methods which can maintain the performance to the maximum, whilst increasing the throughput.

At present, MIMO (Multiple Input Multiple Output) technologies are being researched, which shows fast transmission efficiency whilst increasing the efficiency of the spectrum, as well as getting the benefits of diversity and encoding, among the solutions for improvement of the throughput of the DVB-S2 (Digital Video Broadcasting - Satellite - Second Generation) based satellite communication, the most representative method, improving the throughput via improving the decoding speed, research about which has already been saturated. As a result, a solution

with the FTN (Faster-than-Nyquist) method, which transmits faster than the throughput of Nyquist, is emerging as the standard for the next generation DVB-S3 (Digital Video Broadcasting - Satellite - Third Generation). This thesis propose efficient transmissive structure for MIMO-FTN transmission to increase throughput efficiently and improve error performance.

Two MIMO-FTN transceiver architectures are considered in this thesis. first one is MIMO-FTN combined with LSTC (Layered Space Time Codes) and second one is MIMO-FTN combined with weighted ZF (Zero-Forcing). In MIMO-FTN combined with LSTC, STTC (Space-Time Trellis Codes) are consider as inner codes and turbo codes are consider as outer codes. In receiver side, BCJR algorithm is used for STTC decoder in order to improve error performance by increasing number of iterations. Turbo decoder and STTC decoder are connected through interleaving and de-interleaving that updates each other's information repeatedly. MIMO-FTN combined with weighted ZF using inverse channel matrix. In order to obtain information of each transmit antenna.

This thesis compared SISO-FTN, MIMO-FTN combined with STTC, and MIMO-FTN combined with weighted ZF. As a result, MIMO-FTN combined with weighted ZF has best performance in aspect both performance and throughput efficiency through the computer simulations.

KEY WORDS: Faster than Nyquist signaling, Multiple Input Multiple Output, Space Time Trellis Codes, Zero-Forcing, BCJR algorithm, Turbo codes, Wireless communication, Turbo equalization

제 1 장 서 론

급속도로 발전하는 차세대 위성 방송/통신 및 5G 기반의 이동통신은 데이터 전송률에 대한 요구가 지속적으로 증가하는 반면, 대역폭이 제한적이기 때문에 전송률을 높이기 위한 많은 방안들이 연구되어지고 있다. 하지만 전송률 향상과 성능 향상은 trade-off 관계이기 때문에 두 가지 모두 충족시키기에는 많은 어려움이 따른다. 그러므로 전송률을 증가시키며 성능을 최대한 유지할 수 있는 방식을 개발하는 것이 가장 중요하다.

스펙트럼의 효율성을 높이고 다이버시티 및 부호화 이득을 동시에 얻으며 빠른 전송 효율을 보이는 MIMO (MIMO : Multiple Input Multiple Output) 기술이 현재 연구 중에 있으며[1], DVB-S2 (DVB-S2 : Digital Video Broadcasting-Satellite-Second Generation) 기반 위성통신에서는 전송률 향상을 위한 많은 방안들 중 가장 대표적인 복호 속도를 개선시켜 전송률을 향상시키고자하는 연구는 이미 포화 상태에 있다. 그러므로 기존의 복호 속도를 개선시켜 전송률을 높이는 방안보다는 Nyquist 전송률보다 더 빠르게 전송하는 FTN (FTN : Faster than Nyquist) 방식[2][3][4]을 이용한 방안이 차세대 DVB-S3의 표준안으로 대두되고 있으며[5][6][7], High-Order Modulation 기법으로 한 심볼에 가능한 많은 데이터를 입력하여 전송하는 방안도 있다. 전송률 향상을 위해서 MIMO 기법과 FTN 기법이 결합된 MIMO-FTN 전송 기법[8][9]은 MIMO 통신에서 구현의 복잡도 및 채널 부호화와의 결합에 비해 성능이 만족스럽지 않아 각종 표준안에서는 후보군으로만 분류하고 실제로는 적용키 어려운 실정이다. FTN 기법 적용 또한 Nyquist율 보다 적게 전송하여 전송률 향상에는 만족하나 상호 신호간의 간섭 (ISI : Inter-Symbol Interference) 간섭 제거 기술을 포함한 수신부에서 만족할 만한 성능이 제시되지 못하고 있다. 이러한 두 개의 기술을 결합하면 높은 전송률을 만족하나 이에 따른 성능이 보장되지 못해 이에 대한

연구는 미비한 실정이다. 전 세계적으로 아직 기술 검증 중에 있는 초기 단계라 할 수 있으며, MIMO와 FTN의 결합 기술은 아직 표준안에 제시되지 못하고 있다. DVB-S3 표준안에서도 FTN 기술을 후보군에 포함시키고 있으나, 이의 성능 검증에 대한 확신을 갖고 있지 않으며, MIMO 위성 다이버시티 또한 표준안에서 확신이 없는 실정이다. 따라서 본 논문에서 MIMO 기법과 FTN 기법을 연결한 MIMO-FTN의 최적의 송수신기법을 제안한다.

본 논문에서는 채널 부호화 기술로 터보 부호가 가지는 높은 SNR에서 발생하는 error floor 현상을 제거하면서 성능을 더욱더 향상 시킬 수 있는 16-state의 구조를 가지는 터보 ϕ 부호기[10]를 사용하였으며, FTN 전송기법에서 필연적으로 생기는 ISI를 제거하기 위한 기법으로 트렐리스도 기반의 BCJR (BCJR : Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) 알고리즘을 이용하여 제거한다[11].

본 논문에서는 2가지 MIMO-FTN 송수신기법을 제안한다. 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 Blum에 의해 제안된 32-state의 시공간 격자부호화[12](STTC : Space Time Trellis Code)기법을 외부부호로 하고, 16-state의 터보 부호를 내부부호로 구성하는 계층적 부호화 방식을 제안하며, 두 부호를 연결하여 효율적인 반복을 통해 성능을 분석하였다. 그리고 채널 매트릭스의 역을 곱하여 송신된 신호를 정확히 검출하는 기법인 ZF (ZF : Zero-Forcing) 기법[13]을 제안하여 출력되는 값 경판정, 연판정, 마지막 연판정 값에 가중치 곱하는 3개의 출력 값을 분석하여 성능 비교를 하였다.

본 논문은 크게 세 가지로 나눌 수 있다. 첫째, 높은 전송률을 갖는 기법 FTN, MIMO, High-Order Modulation을 설명하고 MIMO와 FTN 기법을 연결하여 더 높은 전송률을 갖는 기법을 2장에서 소개한다. 둘째, 3장에서 AWGN채널에서의 SISO (SISO : Single Input Single Output) 시스템에서 FTN 기법을 실제 무선통신에서 사용되는 터보 부호와 적용하였고, 4장에서는 Rayleigh Fading 채널에서의 MIMO 시스템에서 FTN 기법을 적용한 계층적 시공간 부호화, ZF 방식의 구조를 제안한다. 마지막으로 5장에서는 제안한 방식의 시뮬레이션 결과를 비교 분석한다.

제 2 장 무선통신에서 전송률 향상을 위한 기법

차세대 무선통신에서는 높은 전송률을 가지는 통신 기법을 요구하고 있다. 하지만 대역폭이 제한적이기 때문에 전송률을 높이기 위한 많은 방안들이 연구되어지고 있지만 전송률과 성능은 trade-off 관계이기에 전송률을 향상함에 따라 성능은 저하시키기 때문에 성능을 최대한 유지하면서 높은 전송률을 갖는 전송기법들이 대두되고 있다. Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하여 전송률을 향상시키는 기법인 FTN 기법[2][3][4], 한 심볼에 많은 bit 데이터를 담아 전송하는 High-Order Modulation 기법[14], 2개 이상의 송수신 안테나를 사용하여 전송률을 높이는 MIMO 기법[1], 마지막으로 FTN 기법과 MIMO 기법을 연접하여 전송률을 극대화 시키는 MIMO-FTN 기법을 소개한다.

2.1 FTN 기법

FTN 전송기법은 주파수 대역에서 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하여 전송률을 향상시키는 기법이다. Nyquist 속도 보다 빠르게 전송함으로써 심볼 간의 간섭인 ISI가 필연적으로 발생하게 된다. 간섭된 신호의 형태는 아래 식 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sqrt{E_s} \sum_n a_n h(t - n\tau T), \tau < 1 \quad (2.1)$$

이 때 E_s 는 심볼 에너지, a_n 은 M-ary 값, h 는 FTN 전송기법으로 인한 다중 경로 전달함수를 의미한다. 그리고 심볼 시간은 τT 이고 τ 는 FTN으로 인해 Nyquist 속도 보다 얼마만큼 빠르게 보내는 간섭 시점을 나타낸다. 예를 들어 τ 가 1일 때는 기존의 Nyquist 속도와 동일하게 전송하는 것을 의미하며, 이의 간

섭비율은 0%이다. 간섭비율 τ' 은 식 (2.2)와 같이 나타 낼 수 있다.

$$\tau'(\%) = 100 \times (1 - \tau) \tag{2.2}$$

간섭비율은 다르게 정의하면 τ' 만큼의 전송률 향상을 의미한다. 주기 T 에 할당된 샘플수 N_s 에서 간섭되는 샘플수 τN_s 는 간섭비율 τ' 과의 관계는 식 (2.3)과 같다.

$$\tau N_s = (N_s - N_s \times \tau') \tag{2.3}$$

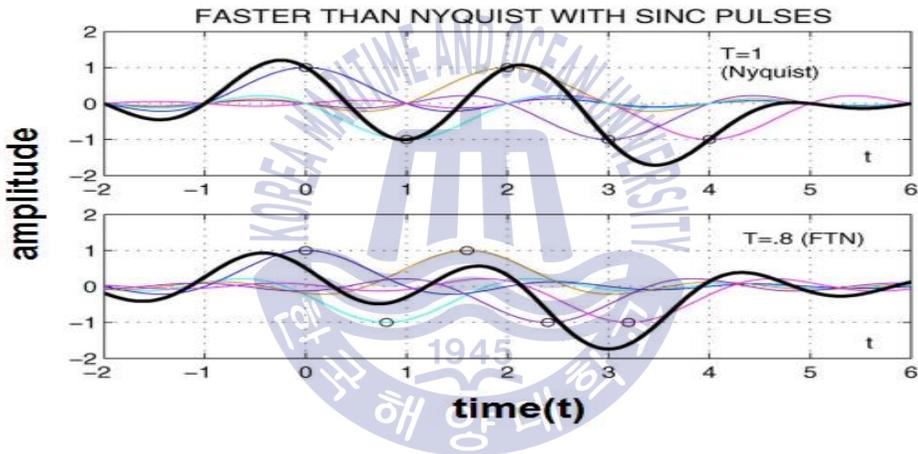


Fig. 2.1 FTN signal modeling

Fig. 2.1은 필터 탭이 3인 SRRC (SRRC : Square-Root Raised Cosine)필터를 각 시점 t 에서 나타낸 것이다. Fig. 2.1에서 $\tau=1$ 경우에는 Nyquist 속도에 따라 전송되므로 ISI가 생기지 않는 것을 알 수 있다. 그러나 $\tau=0.8$ 경우에는 FTN으로 인해 인접 심볼들이 서로 영향을 주어 데이터의 결정 시점마다 데이터에 영향을 주므로 간섭으로 인한 파형의 변화를 있음을 알 수 있다. ISI로 인해 신호의 파형이 왜곡되지만 이를 해결할 수 있다면 동일한 시간에 전송률을 향상시킬 수 있음을 알 수 있다.

2.2 High-Order Modulation 기법

디지털 변조방식 중 디지털 신호에 대응하여 반송파의 위상을 각각 다르게 하여 전송하는 변조방식인 PSK (PSK : Phase Shift Keying) 변조방식이 있다. 2진 디지털 신호를 m 개의 비트로 묶어 $M=2^m$ 개의 위상으로 분할시킨 위상변조방식을 M 진 PSK라 하며 2진, 4진, 8진 PSK 등이 있다.

PSK 신호는 심볼 구간 T 마다 위상이 다른 M 개의 심볼 신호 중에서 하나를 골라서 전송한다. $M=2$ 인 경우 2가지 위상을 사용하는 2진 PSK 변조방식으로 BPSK (BPSK : binary phase shift keying)라고 하며 $M=4$ 인 경우를 QPSK (QPSK : quadrature phase shift keying) 혹은 직교 위상 편이라고 한다.

QAM (QAM : quadrature amplitude modulation) 혹은 직교 진폭 변조는 반송파의 진폭과 위상을 몇가지 상태로 변화시켜 심볼 신호를 만드는 방식이 상태 수 M 을 늘리면서 ASK와 PSK보다 비트 에러 확률을 줄일 수 있다.

M 진 변조방식에서 M 가지 상태의 심볼이 가질 수 있는 진폭과 위상을 복소평면 형식의 I-Q 평면 위에 그림으로 나타낸 것을 성상도라 한다. 성상도 위의 점들은 M 가지 심볼 신호 중 한 가지의 진폭과 위상에 대한 정보를 제공한다. Fig. 2.2는 BPSK, QPSK, 16-QAM의 이상적인 성상도를 나타낸 것이다.

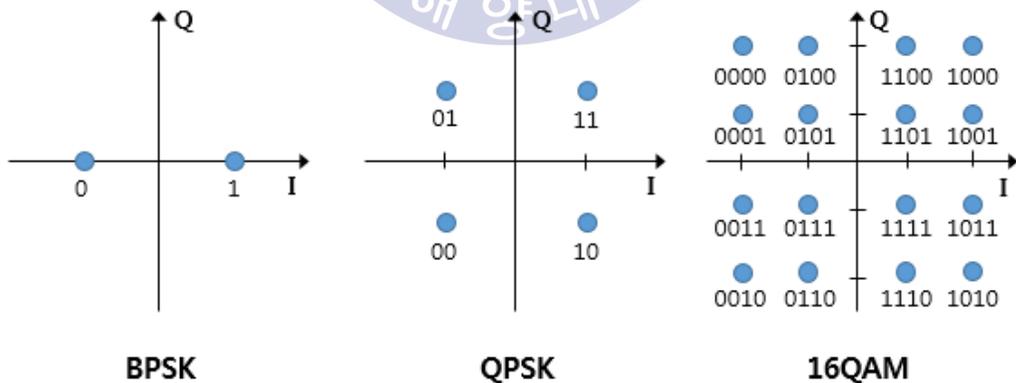


Fig. 2.2 BPSK, QPSK, and 16-QAM constellations

Fig. 2.2의 BPSK를 보면 I-Q평면에서 2가지 심볼을 가지고 있는 것을 확인 할 수 있다. 각 심볼은 1 bit의 데이터를 가지고 있어 한 심볼을 전송할 경우 1 bit를 전송하게 된다. QPSK의 경우 2 bit의 데이터를 가지고 있어 한 심볼을 전송할 경우 2 bit, 16-QAM의 경우 4 bit의 데이터를 가지고 있어 한 심볼을 전송할 경우 4 bit 전송이 가능하다. 따라서 한 번 전송할 때 한 심볼에 많은 데이터를 전송하는 고차변조방식은 2^M 개의 심볼이 있으면 M 배 전송률이 증가한다.

M진 변조방식에서 M의 개수가 증가할수록 심볼의 개수가 증가하여 한 심볼이 많은 데이터를 가지고 있어 전송률이 증가하지만 심볼간의 간격이 줄어들어 신호 대 잡음 비 (SNR : Signal to-Noise Ratio)가 높을수록 심볼간의 간섭이 일어날 확률이 높아져 성능이 감소하는 단점이 있다.

2.3 MIMO 기법

MIMO 기법은 다중의 입출력이 가능한 시스템을 말한다. 따라서 사용된 안테나 수에 비례하여 전송률과 채널용량을 높일 수 있다. MIMO는 여러 개의 안테나가 동시에 동작하도록 해 고속의 데이터 교환을 가능하게 한다. N개의 송신 안테나에 동일시간에 동일 주파수를 사용하여 독립적인 신호를 전송한다. 이렇게 송신된 신호들은 무선채널 상에서 Rayleigh Fading을 겪게 되어 각 안테나로 수신되는 신호는 서로 독립성을 유지하게 된다. 송신 안테나마다 다른 신호를 송신함으로써, 기존보다 송신 안테나 수(N개)만큼 더 많은 데이터를 송신할 수 있는 것이다. Fig. 2.3은 일반적인 MIMO 시스템 블록도이다.

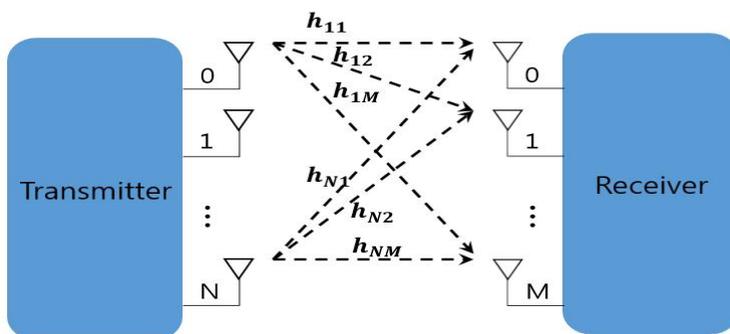


Fig. 2.3 The block diagram of general MIMO system

이때 수신된 신호는 식 (2.4)와 같다.

$$r_j(k) = \sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}(k) * x_i(k) + \eta_j(k), \quad (j=0, \dots, M) \quad (2.4)$$

r_j 는 j 번째 수신안테나의 수신신호, x_i 는 i 번째 송신안테나의 송신신호, η_j 는 j 번째 수신안테나의 가우시안 잡음이며, h_{ij} 는 i 번째 송신안테나에서 j 번째 수신안테나에 대한 채널 임펄스 응답이다. 송신신호는 각각의 독립된 채널 h_{ij} 와 convolution되어 잡음이 더해지게 된다. 수신 신호를 간략하게 $r_j = h_{ij}x_i + \eta_j$ 로 나타낼 수 있다. 수신신호는 간략하게 행렬식으로 식 (2.5),(2.6),(2.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_m \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\chi} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\eta} = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \vdots \\ \eta_m \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & h_{n1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & h_{n2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1m} & h_{2m} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\boldsymbol{\chi} + \boldsymbol{\eta} \quad (2.7)$$

예를 들어 송수신 안테나가 각각 두 개인 MIMO 시스템에서의 수신신호는 식 (2.8)과 같다.

$$\begin{aligned} r_1 &= h_{11} \times x_1 + h_{21} \times x_2 + \eta_1 \\ r_2 &= h_{12} \times x_1 + h_{22} \times x_2 + \eta_2 \end{aligned} \quad (2.8)$$

이를 행렬 형태로 나타내면 식 (2.9)와 같다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.4 MIMO-FTN 연결 기법

2.1절과 2.3절에서 설명한 전송률을 높이는 MIMO와 FTN의 두 기법을 연결하여 전송률을 더욱 극대화하는 MIMO-FTN 기법이다. 만약 송수신 안테나의 개수를 (N,M)라 할 때 송수신 안테나의 개수가 하나이고 $\tau=1$ 일 경우의 전송 효율 $R=1$ 이라 하면 전송률 R 은 아래의 식 (2.9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R = \frac{(N,M)}{1-\tau} \quad (0 \leq \tau < 1) \quad (2.9)$$

Table 2.1은 식 (2.9)를 안테나 개수가 한 개와 두 개일 때 간섭량 τ 가 0.0~0.5일 때의 전송률 R 을 나타낸 것이다.

Table 2.1 Transmission rate R according to (N,M) and τ

송수신 안테나 개수 (N,M)	간섭량 τ	전송률 R
1	0.0	1.0
	0.1	1.11
	0.2	1.25
	0.3	1.42
	0.4	1.67
	0.5	2.0
2	0.0	2.0
	0.1	2.22
	0.2	2.5
	0.3	2.85
	0.4	3.33
	0.5	4.0

FTN 기법을 적용하지 않고 송수신 안테나가 각각 한 개인 일반적인 SISO 시스템 전송률 R 을 1이라 가정한다. 여기서 간섭량 τ 가 증가할 때마다 전송률 R 이 증가하는 것을 볼 수 있으며, $\tau=0.5$ 일 때 전송률이 2배 증가하는 것을 보였다. 또한 FTN 기법 적용전의 송수신 안테나 개수가 두 개가 될 경우 MIMO 시스템이 되고 전송률은 SISO 시스템보다 2배가 증가한 것을 볼 수 있다. 만약 X 가 세 개, 네 개로 더욱 많아질 경우 전송률은 그에 배수로 증가할 것이다. 하지만 MIMO-FTN은 ISI로 인해 왜곡된 송신신호를 Rayleigh Fading 채널에서 곱해진 채널 매트릭스로부터 신호를 검출하기에 어려움이 있다. 이에 본 논문에서는 MIMO-FTN의 최적의 송수신 기법을 제안하고 시뮬레이션 결과를 비교 분석한다.



제 3 장 SISO 채널에서의 FTN 적용 기법

차세대 무선 통신 및 수중 통신은 고 전송률을 가지는 통신 기법을 요구하고 있다. 또한 전송률의 trade-off 관계를 가지는 성능을 최대한 유지하거나 더 향상된 성능을 요구한다. 최근의 통신 방식은 고속으로 전송하기 위해 기존의 복호기의 복호 속도를 개선시켜 전송률을 높이는 방안 보다는 FTN 전송기법을 이용해 전송률을 높이는 방안들이 대두되고 있다[2][3][4]. 이에 본 장에서는 고 전송률을 위한 터보부호 기반의 SISO 채널에서 FTN기법을 적용시키고 FTN으로 인해 발생하는 ISI를 보상하기 위해 BCJR 등화기를 사용한다.

3.1 채널 부호화 기법

기존의 DVB-RCS에서 표준으로 사용되는 터보 부호화기는 3개의 S_1, S_2, S_3 메모리를 가지며 8-상태로 구성되어 있다. 이러한 DVB-RCS 기반 터보 부호화기 [15]는 오류 마루 현상이라는 단점을 가지고 있다. 하지만 터보 ϕ 부호화기 [10]는 4개의 메모리를 가지며 16개의 상태를 이용하여 각각의 상태가 가지는 해밍거리 차이를 더 크게 만들어 오류 마루 현상을 제거하며 성능을 향상시킬 수 있는 구조이다. DVB-RCS 기반으로 한 RCS NG(Next Generation) 터보 ϕ 부호에서는 CRSC 부호를 사용한다. DVB-RCS의 Double binary 터보 부호를 기반으로 하는 터보 ϕ 부호는 두 비트를 입력하고 세 비트를 출력하는 부호이며 CRSC (CRSC : Circular Recursive Systematic Convolutional)의 구조는 Fig. 3.1와 같다.

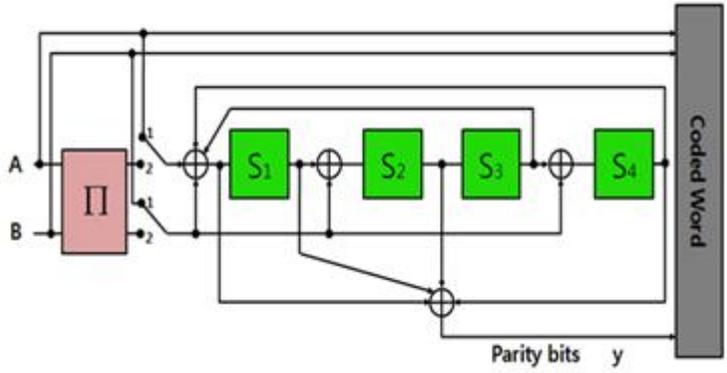


Fig. 3.1 Encoder of turbo ϕ with Memory ($v=4$)

메모리가 4개이므로 상태 수는 모두 16개 이며 한 상태에서 다음 상태로의 가지 수는 총 4개이다. Fig. 3.2는 Fig. 3.1의 부호화기에 대한 트렐리스 구조도이다.



Fig. 3.2 Trellis diagram of turbo ϕ

이 방법은 부호화를 할 때 마지막 시점에서 초기의 상태를 보상해줌으로써 트렐리스의 상태는 순환하고 복호화할 때 어떤 곳에서든지 초기화 될 수 있다는 것이다.

위 방법을 적용한 circular 부호화 방식은 tail 비트를 첨가함으로써 감소되었던 spectral efficiency를 피할 수 있다. Circular states(Tail-biting) 원리를 좀 더 자세히 살펴보자면, Circular 부호화 방식은 부호화 마지막 단계에서 부호기의 초기 상태를 보상할 수 있고 그래서 circular trellis에 의해 데이터 부호화가 나타난다.

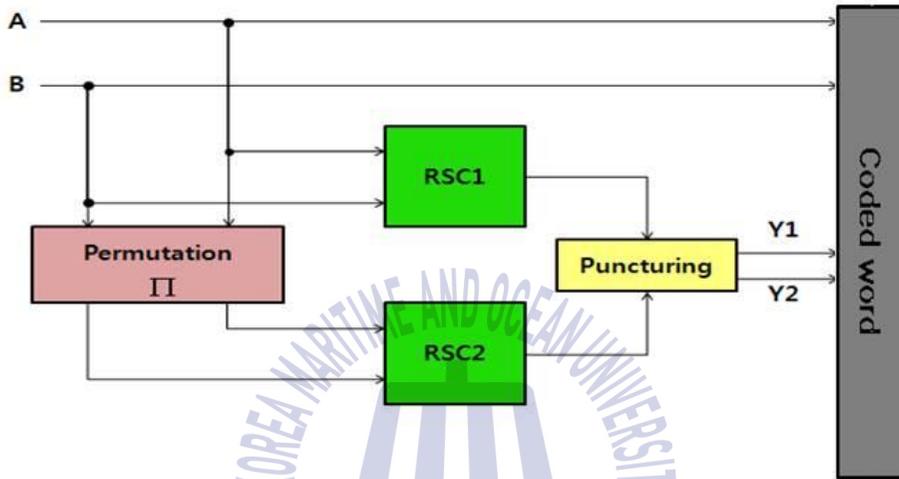


Fig. 3.3 RCS-NG turbo ϕ encoder($m=2$)

Fig. 3.3은 입력 비트(m)가 2개일 때의 DVB-RCS NG 터보 ϕ 부호화기의 전체 구조를 나타낸다.

A, B에 비트가 입력되면, Fig. 3.1의 CRSC 부호화기를 거쳐 출력된 비트를 permutation을 한 후 비트를 다시 CRSC 부호화 하여 각 부호화율에 적합하게 puncturing 한다. Permutation은 수신단에서 버스트 에러를 방지하고 error floor를 방지하기 위한 인터리버 효과를 나타낸다. 따라서 통신 환경에서의 효율적인 반복 기반의 채널 부호화 기법으로 터보 ϕ 부호가 적합하다.

3.2 터보 부호 기반의 FTN 복호기 구조

FTN으로 인해 발생하는 ISI를 보상하기 위한 BCJR 등화기를 제시한다. BCJR 알고리즘은 1974년 처음 제안한 저자 네 명의 이름 첫 글자를 따서 BCJR 이라

불리며 MAP 알고리즘이라고도 한다. BCJR 알고리즘은 각 입력 정보 비트의 사후 확률을 계산하여 입력 정보 비트의 오류가 최소가 되도록 복호한다. BCJR 알고리즘은 이산 무기억 채널을 통하여 전송된 Markov source의 상태와 천이에 대한 APP (APP : A Posteriori Probability)를 얻기 위하여 제안되었으며, 격자 부호 (trellis decoding)에 대하여 심볼의 오류율을 최소화하는 알고리즘이다. BCJR 등화기법은 비터비 등화기법을 기반으로 BCJR 알고리즘을 적용시킨 방식이다[11][16][17].

BCJR 등화기에서는 BM (BM : Branch Matric), FSM (FSM : Forward State Matric), BSM (BSM : Backward State Matric)을 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용한다. BCJR 연산에 있어 유한한 이전상태, 채널 출력, 다음 상태가 존재한다. 이전 상태는 s' , 현재 상태는 $s = (x_{j-m}, x_{j-m+1}, \dots, x_j, x_{j+1}, \dots, x_{j+m})$ 로 주어지며, 전송된 신호는 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, 수신 신호는 $r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ 로 표현하면, 전송신호 $x_j (j = 1, 2, \dots, n)$ 에 대한 LLR (LLR : Log Likelihood Ratio) 값은 식 (3.1)과 같이 나타낼 수 있으며, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 각각 j 시점에서의 상태 s 에 대한 FSM과 BSM 그리고 BM 계산 값을 나타낸다.

$$L(x_j) = \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 0 \\ - \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 1 \quad (3.1)$$

FSM은 식 (3.1)에 의해 $\alpha_j(s) = \log p(s_j = s, r_1^j)$ 로 나타낼 수 있다.

$$\alpha_j(s) = \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s)] \quad (3.2)$$

BSM은 식(3.1)에 의해 $\beta_j(s) = \log p(r_{j+1}^n | s' = s)$ 로 주어진다.

$$\beta_{j-1}(s') = \max^* [\beta_j(s) + \gamma_j(s', s)] \quad (3.3)$$

BM은 식(3.4)과 같다.

$$\begin{aligned} r_j(s', s) &= \log p(s_j = s, r_j | s_{j-1} = s') \\ &= \log p(r_j | x_j) p(x_j) \end{aligned} \quad (3.4)$$

\max^* 는 식 (3.5)로 정의된다.

$$\max^*(x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{|x-y|}) \quad (3.5)$$

터보 부호 기반의 ISI를 제거하기 위한 BCJR 기법을 적용한 SISO 채널에서의 FTN 복호 구조는 Fig. 3.4와 같다.

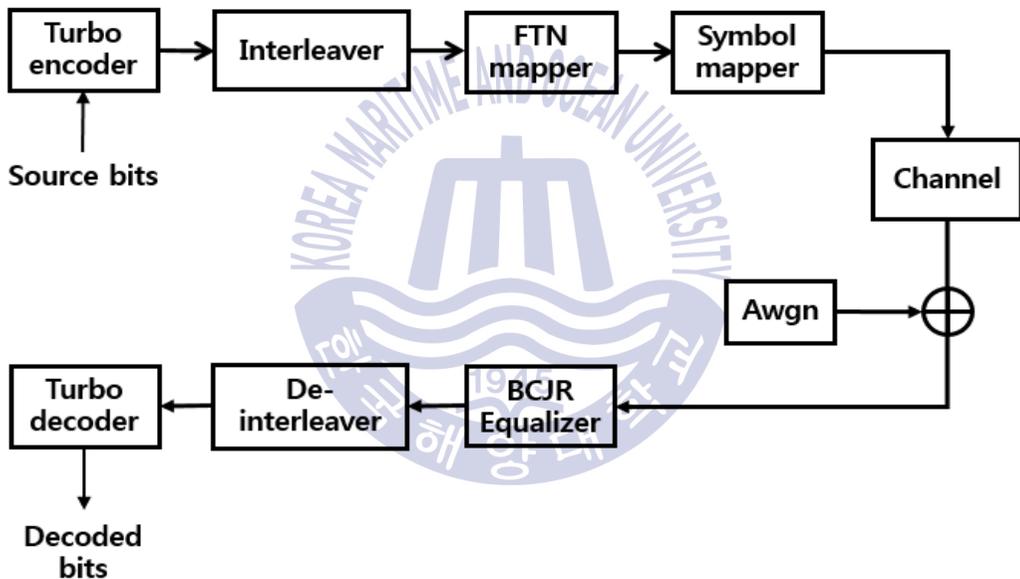


Fig. 3.4 The block diagram for FTN decoder

Fig. 3.4 블록도의 흐름을 보면 Turbo 부호화기로 데이터를 부호화시키고 Interleaver를 통과한 뒤 FTN mapper을 이용하여 τ 에 따른 간섭량을 첨가시켜 AWGN 채널을 통과한다. 그리고 BCJR 등화기를 이용하여 FTN에 의한 ISI를 보상해준 다음 De-Interleaver하고 Turbo 복호기를 이용해 복호한다. 여기서 FTN mapper는 송신하려는 데이터를 τ 만큼 FTN에 의한 ISI를 첨가시키는 부분을 의

미한다. AWGN 통과 전의 FTN에 의한 ISI만을 포함하는 데이터는 수신 측에서 예측이 가능하다. 그 이유는 τ 에 따라 인접 심볼간의 간섭으로 인한 간섭정도를 사전에 알 수 있기 때문이다. BCJR 등화기는 이 데이터를 이용하여 BM을 구하고 BSM, FSM, 그리고 LLR을 구하여 인접 심볼간의 간섭을 보상한다.

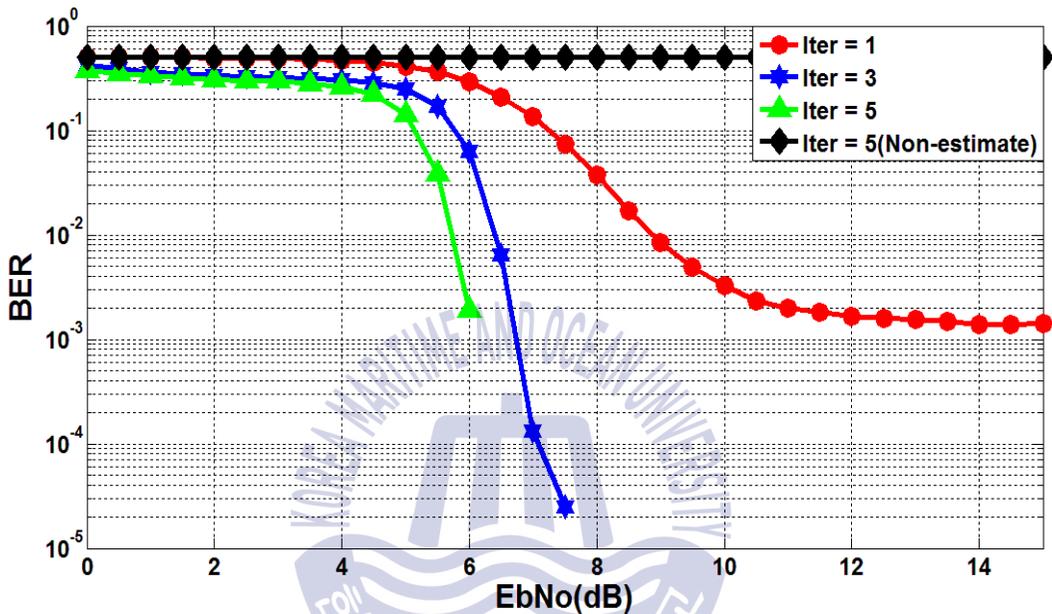
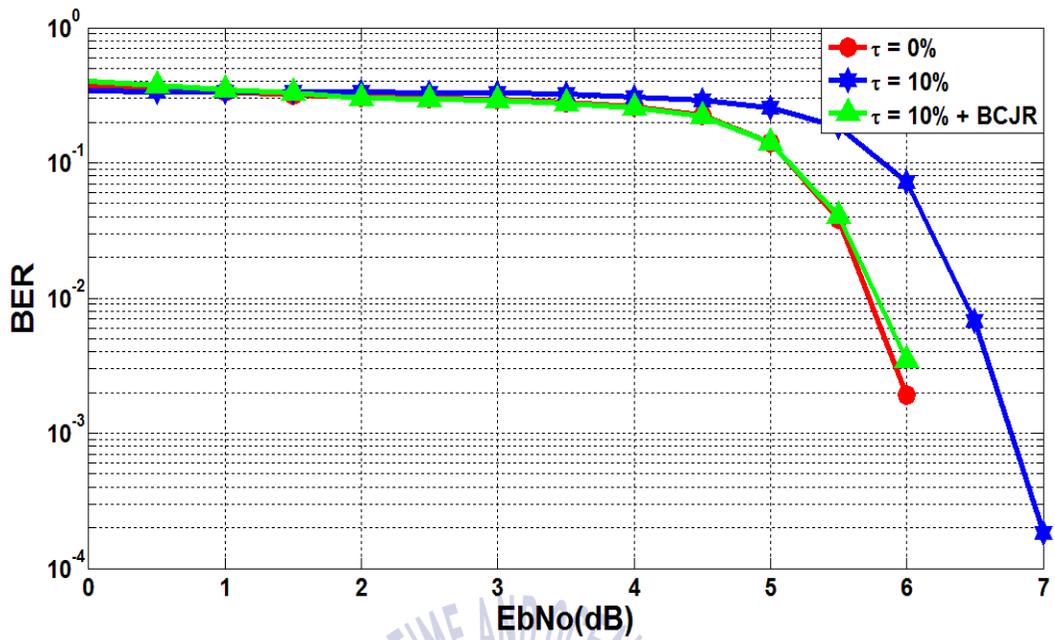
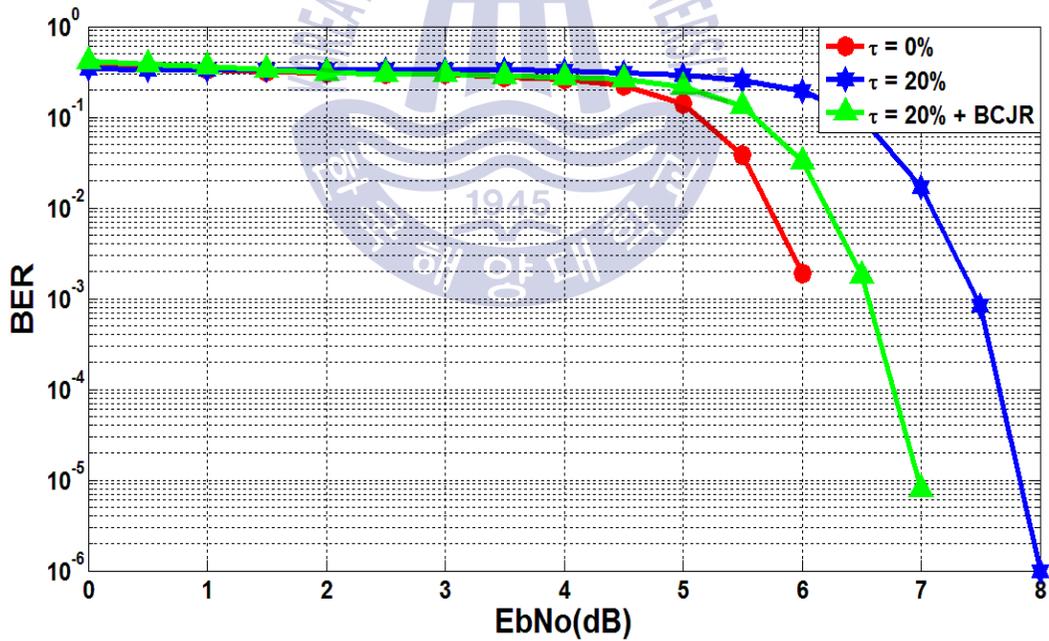


Fig. 3.5 The performance of SISO-FTN according to iteration ($\tau'=0\%$)

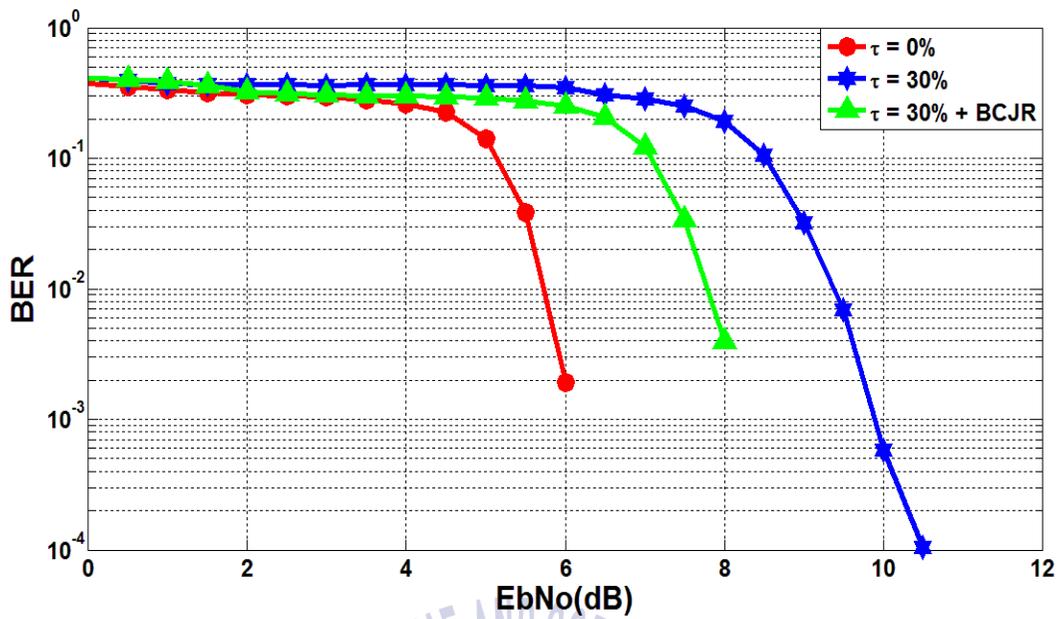
Fig. 3.5는 반복 횟수에 따른 $\tau'=0\%$ 일 때의 SISO-FTN 성능곡선을 나타낸 것이다. Turbo 부호화기 전송 bit의 크기 $K=1504$, 부호화율은 $1/2$ 을 사용하였다. 시뮬레이션은 백색 가우시안 잡음 채널을 고려하였다. MIMO-FTN과 비교를 위하여 Rayleigh Fading을 추가하였다. 반복 횟수가 증가함에 따라 성능이 개선되었으며 최적의 반복 횟수는 5회임을 알 수 있었다. 또한 수신단에서 채널을 정확히 알지 못하는 경우 복호에 어려움이 있었다. 따라서 본 논문에서의 시뮬레이션에서는 수신단에서 채널을 정확히 알고 있다고 가정하였고 터보부호의 반복 횟수는 5회로 고정하였다.



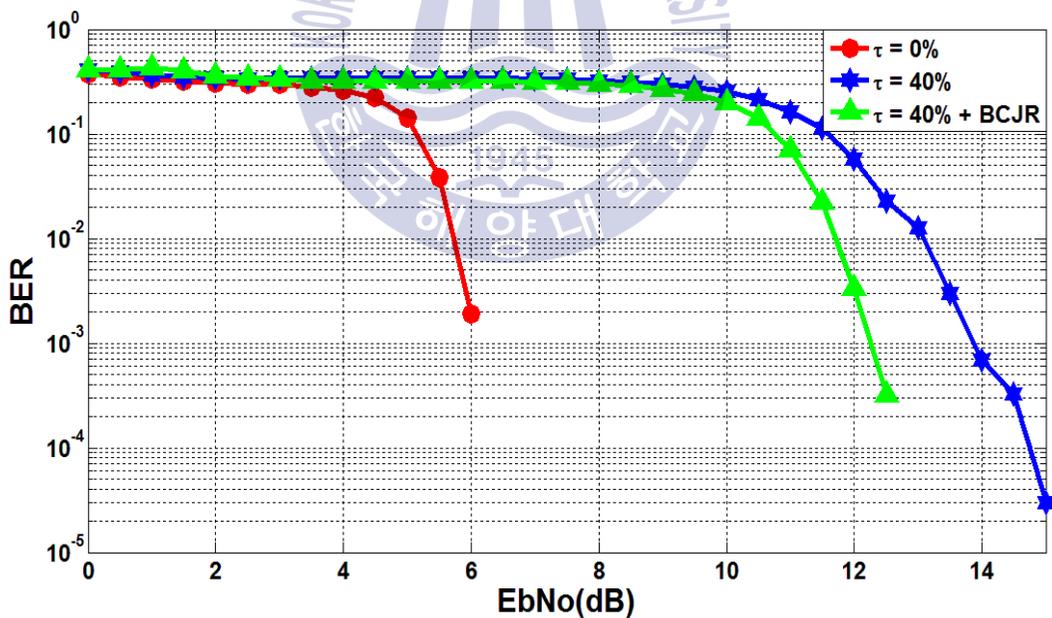
(a) $\tau' = 10\%$



(b) $\tau' = 20\%$



(c) $\tau' = 30\%$



(d) $\tau' = 40\%$

Fig. 3.6 The performance of SISO-FTN according to τ'

성능을 측정하기 위한 시뮬레이션 파라미터는 다음과 같다. 시뮬레이션은 백색 가우시안 잡음 채널을 고려하였다. MIMO-FTN과 비교를 위하여 Rayleigh Fading을 추가하였으며 수신단에서 채널을 정확히 모르면 복호에 어려움이 있기에 알고 있다고 가정하였다. Turbo 부호화기 전송 bit의 크기 $K=1504$, 부호화율은 $1/2$ 을 사용하였으며 반복횟수는 5회로 고정하였다. 필터는 roll of factor가 0.35, 샘플링 간격이 100, 필터 탭이 1인 SRRC (SRRC : Square-Root Raised Cosine) 필터를 사용하였다.

Fig. 3.6 보면 FTN기법으로 인해 ISI 값이 커짐에 따라 성능 저하가 일어났다. BCJR 등화기의 유무에 따라 BCJR 등화기가 ISI를 제거하는 역할을 제대로 수행하고 있는 것을 알 수 있다. τ' 가 10% ~ 30% 일 때에는 0%와 BER= 10^{-5} 기준에서 약 1~2[dB]안으로 성능 차이가 나지만 τ' 가 40%인 경우 ISI 값이 지나치게 커져 성능 저하가 크게 일어났다.



제 4 장 MIMO-FTN의 최적 송수신기법 제안

MIMO 시스템은 다수의 안테나로부터 수신된 신호를 복호하기 위한 채널 부호화 기법과 다이버시티 기법의 접목되어야 한다. 본 장에서는 MIMO 시스템에서 각각의 송신 안테나로부터 결합되어 수신된 신호를 분리함으로써 복잡도가 증가하는 검출 기법을 이용하지 않는 시공간 부호화와 다수의 독립적인 페이딩에 대해 역행렬을 이용하여 검출하는 ZF기법을 제 2장에서 제시한 효율적인 채널 부호화기법인 터보 ϕ 부호와의 결합을 이용한 최적의 MIMO-FTN 송수신 기법을 제안한다.

4.1 FTN 기법을 적용한 계층적 시공간 복호 구조 제안

시공간 부호는 크게 전송 다이버시티와 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 격자 부호와 부호화 이득은 없고 전송 다이버시티만 가지는 시공간 블록 부호로 나눌 수 있다[18]. 시공간 블록 부호는 부호화 이득은 없지만 최적의 다이버시티 이득과 함께 간단하게 부·복호기를 구성할 수 있다. 시공간 격자 부호는 복호화 과정에서 격자 구조를 이용한다. 시공간 격자 부호는 공액 복소수를 이용하여 부호화를 하는 시공간 블록 부호와는 다르게 효율적인 부호화 방법을 설계하여 격자 구조에서 각 패스는 hamming distance를 최대화하여 채널 부호화 이득을 가지는 방법이다[19]. 여러 가지 방식의 부호 설계안이 제안되었으며, Tarokh, Baro, Blum이 최적의 부호 설계안이 여러 논문을 통해 발표되었으며[12][20][21], 이를 종합하면 Table 4.1과 같으며, Blum이 제안한 부호 설계 방식이 가장 큰 hamming distance를 가져 성능이 좋은 것을 알 수 있다.

Table 4.1 Encoder design of efficient STTC code

q	Tarokh [20]		Baro [21]		Blum [12]	
	Generator matrix	Minimum distance	Generator matrix	Minimum distance	Generator matrix	Minimum distance
4	$\begin{pmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	4	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 2 & 2 \\ 3 & 1 & 0 & 2 \end{pmatrix}$	8	$\begin{pmatrix} 2 & 0 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	8
8	$\begin{pmatrix} 2 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	12	$\begin{pmatrix} 2 & 2 & 1 & 2 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	16	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 1 & 0 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & 2 & 2 \end{pmatrix}$	16
16	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	20	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 2 & 1 & 0 & 2 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	20	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 1 & 1 & 2 & 0 \\ 2 & 2 & 1 & 2 & 0 & 2 \end{pmatrix}$	32
32	$\begin{pmatrix} 2 & 3 & 2 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 2 & 1 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	28	-	-	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 3 & 1 & 2 & 0 & 2 \\ 2 & 0 & 1 & 2 & 1 & 2 & 2 \end{pmatrix}$	40

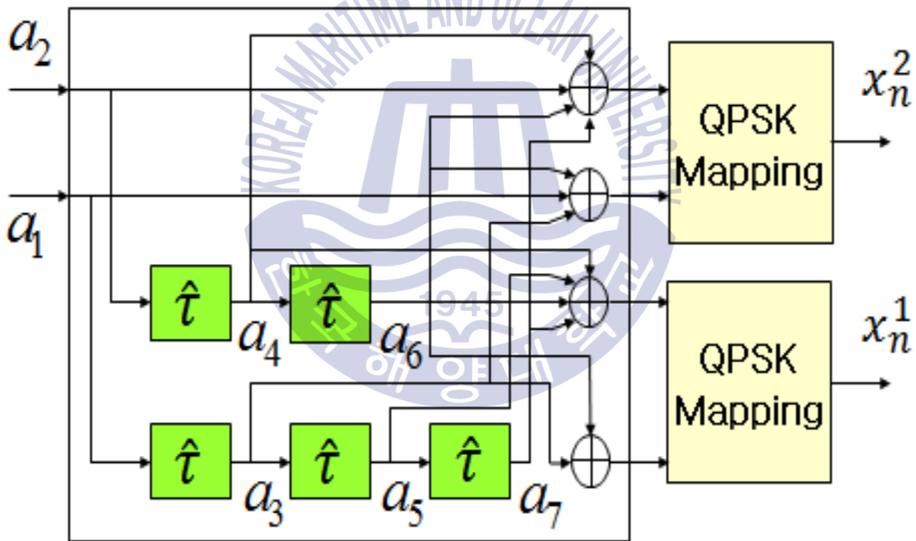


Fig. 4.1 The structure of STTC based on 32-state

$$\begin{aligned}
 x_n^1 &= 2 \times (a_2(n - \hat{\tau}) \oplus a_1(n - 2\hat{\tau}) \oplus a_2(n - 2\hat{\tau}) \oplus a_1(n - 3\hat{\tau})) \\
 &\quad + (a_2(n - 2\hat{\tau}) \oplus a_1(n - \hat{\tau})) \\
 x_n^2 &= 2 \times (a_2(n) \oplus a_2(n - \hat{\tau}) \oplus a_2(n - 2\hat{\tau}) \oplus a_1(n - 3\hat{\tau})) \\
 &\quad + (a_2(n - 2\hat{\tau}) \oplus a_1(n - \hat{\tau}) \oplus a_1(n))
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Fig. 4.1는 Blum에 의해 제안된 32 상태의 시공간 격자 부호화기 구조이며 식 (4.1)은 Fig. 4.1을 수식으로 표현한 것이다. x_n^1, x_n^2 는 n 시점에서 송신안테나 2개의 출력 값을 나타낸다. $a_1(n), a_2(n)$ 는 n 시점에서 시공간 격자 부호기의 입력비트이고, $a_i(n - \hat{\tau})$ 는 i 번째 입력 신호의 $\hat{\tau}$ 만큼 지연된 신호이다. 따라서 QPSK의 심볼로 4개의 위상점 $\{0,1,2,3\}$ 을 나타내기 위해 식 (4.1)과 같이 나타내었다[12].

3장의 터보 ϕ 부호와 함께 시공간 격자 부호를 연접하여 연접을 통한 계층적 시공간 부호 구조를 제안하고 효율적인 두 부호의 연접 방법 및 복호 시 발생하는 오류를 최소화하기 위하여 두 부호간의 사후 확률 값을 효율적으로 반복 하는 방법을 제안한다. 멀티 패스 환경인 다중 채널 환경에 대한 성능 분석에 앞서 일반적으로 MIMO 시스템의 채널 환경인 Rayleigh Fading 채널 환경에서 시뮬레이션을 통하여 성능을 분석한다. Fig. 4.2는 FTN 기법을 첨가하여 터보 ϕ 부호와 시공간 격자 부호를 효율적으로 결합하기 위한 구조이다.

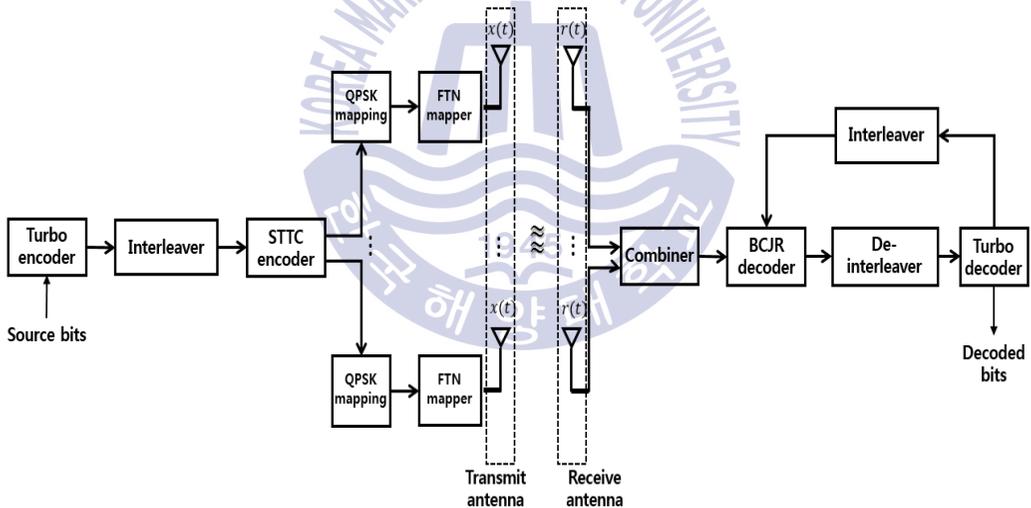


Fig. 4.2 The structure of STTC model for MIMO-FTN

터보 ϕ 부호화를 거친 비트 스트림은 인터리버 후에 시공간 격자 부호에 입력되게 되는 구조이다. 그 후 QPSK mapping을 거쳐 FTN mapper에 의해 신호가 왜곡되어 진다. 송신된 신호는 Rayleigh Fading 채널을 통과하여 수신된다. 수신 신호는 combiner을 통하여 합성된 신호가 BCJR 복호기로 입력된다. 일반

적인 시공간 격자 복호기로 사용되는 비터비 복호기는 강관정된 값을 출력하기 때문에 연관정 입력 값을 필요로 하는 터보 ϕ 복호기에 사용될 경우 성능의 열화를 가져오게 된다. 따라서 연관정 출력 값을 가지는 BCJR 복호기를 시공간 격자 복호기로 사용하여야 한다. BCJR 의 복호 방식은 터보 ϕ 부호의 복호 방식과 동일하며, 각 상태에서 '0'의 확률과 '1'의 사후 확률을 계산하여 순방향 매트릭스, 역방향 매트릭스를 계산하여 최종적으로

$$LLR = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)}$$

값을 계산한다. 추정되어진 LLR 값은 역-인터리버를 통

하여 송신단에서의 인터리버 이전의 주소로 재배치하여 터보 ϕ 복호기에 입력 된다. 일반적인 터보 ϕ 복호기는 복호기 내부 반복을 통하여 성능을 향상시키는 구조이지만, 본 논문에서 제안하는 복호기 구조는 터보 ϕ 복호기에서 계산 되어 추정된 LLR 값을 다시 인터리버를 통하여 BCJR 복호기에 업데이트 시켜 주는 방식이다. BCJR 복호기에 업데이트 되어진 LLR 값을 이용하여 BCJR 복호기에서는 새로이 추정된 BCJR LLR 값을 계산하게 된다. 추정된 BCJR LLR 값은 이전에 터보 복호기의 LLR 값과의 차를 구하여 역-인터리버 후에 터보 복호기에 새로이 입력되게 된다. 따라서 전체 반복을 통하여 터보 ϕ 복호기와 BCJR 복호기가 함께 업데이트 되므로 터보 ϕ 복호기 내부에서만 반복을 하였을 때보다 부호화 이득이 향상된다.

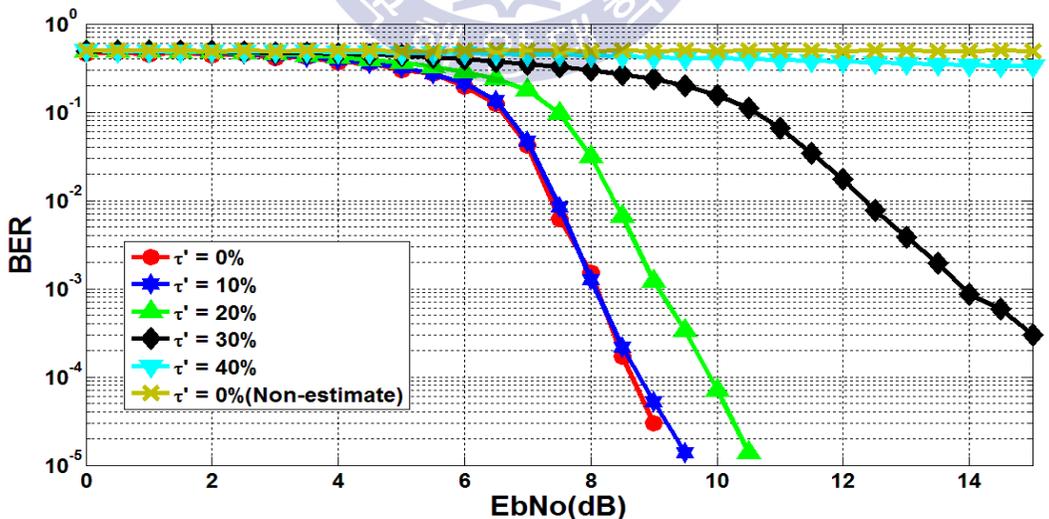


Fig. 4.3 The performance MIMO-FTN based on STTC according to τ'

시뮬레이션에서 사용한 터보 ϕ 부호화기는 전송 비트의 크기 $K=1504$, 부호화율 $R=1/2$ 을 사용하였으며 반복횟수는 5회로 고정하였다. 채널 상태는 AWGN과 Rayleigh Fading이 존재한다. 각각의 채널은 독립적이며 수신단에서 알고 있다고 가정하였다. Fig. 4.3은 τ' 에 따른 Fig. 4.2 구조의 성능 그래프이다. BCJR Decoder는 추정된 채널을 통하여 STTC 복호를 수행한다. 하지만 각각의 독립된 채널을 수신단에서 알고 있지 못한 경우 STTC 복호에 큰 어려움이 생긴다. τ' 가 증가할수록 성능은 저하되는 것을 알 수 있으며 $\tau' = 40\%$ 가 넘어서면 복호하기 어려운 것을 볼 수 있다. $\tau' = 20\%$ 이하일 경우 $\tau' = 0\%$ 에 근접한 성능을 보여 복호에 어려움이 없고 $\tau' = 20\%$ 의 경우 $\tau' = 0\%$ 와 $BER = 10^{-5}$ 기준으로 약 1.5[dB]의 성능이 저하되었다.

4.2 FTN 기법을 적용한 ZF 복호 구조 제안

역행렬의 성질을 이용한 ZF은 수신된 신호에 채널 매트릭스의 역을 곱함으로써, 송신된 신호를 정확히 검출하는 방법을 말한다. M개의 송신 안테나와 N개의 수신 안테나를 가지는 MIMO 시스템은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (4.2)$$

여기서 \mathbf{x} 는 N개의 송신 안테나에서 송신한 신호이고, \mathbf{r} 과 $\boldsymbol{\eta}$ 은 M개의 수신 안테나에서 수신된 신호와 잡음 신호다. \mathbf{H} 는 식(4.3)과 같은 $N \times M$ 채널 행렬이다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & h_{N1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & h_{N2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1M} & h_{2M} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

여기서 h_{ij} 는 i 번째 송신 안테나에서 j 번째 수신 안테나로 입력되는 채널 이득이다. ZF기법을 적용시키기 위해서는 송신 안테나와 수신 안테나의 개수가

같아야 역행렬이 존재하므로 $N=M$ 이 되어야 한다는 조건이 따른다.

$$H^{-1} = \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{21} & \cdots & h'_{N1} \\ h'_{12} & h'_{22} & \cdots & h'_{N2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h'_{1M} & h'_{2M} & \cdots & h'_{NM} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

ZF기법을 적용시키기 위해 식(4.2) 양변에 H 의 역행렬 H^{-1} 를 곱하여 계산되면 아래의 식(4.4)와 같이 나타낸다[22][23][24].

$$\mathbf{r}' = \boldsymbol{\chi} + \boldsymbol{\eta}' \quad (4.4)$$

수신신호 \mathbf{r}' 는 원 송신신호 $\boldsymbol{\chi}$ 와 잡음 $\boldsymbol{\eta}$ 에 역행렬 H^{-1} 이 곱해진 $\boldsymbol{\eta}'$ 의 합으로 이루어져 있다. 만약 잡음 $\boldsymbol{\eta}$ 이 없었다면 수신신호에서 완벽히 송신신호 $\boldsymbol{\chi}$ 를 복원할 수 있을 것이다. 하지만 역행렬 H^{-1} 이 곱해져 변화된 잡음 $\boldsymbol{\eta}'$ 의 값으로 인해 성능이 저하된다. 따라서 ZF 단계에서 변화된 잡음 $\boldsymbol{\eta}'$ 의 분산 값을 보정해주기 위한 가중치를 구한다[13]. 가중치는 식 (4.5)와 같이 역행렬 H^{-1} 의 항으로 이루어져 있다.

$$\alpha_i = \frac{1}{\sum_{j=1}^M |h'_{ij}|^2} \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (4.5)$$

가중치 값 α_i 을 ZF 출력 값에 곱해줌으로써 ZF단계에서 잡음으로 인해 크게 변화된 신호를 보상해준다.

Fig. 4.4은 FTN 기법을 첨가하여 터보 ϕ 부호와 ZF 기법으로 MIMO 신호를 검출하는 구조이다. 터보 ϕ 부호화를 거친 비트 스트림은 인터리버 후에 FTN mapper에 입력되진 후 QPSK mapping이 이루어지게 되는 구조이다. 송신된 신호는 Rayleigh Fading 채널을 통과하여 수신된다. 각각의 채널은 독립적이며 수신단에서 알고 있다고 가정하였다. 수신 신호는 ZF단계를 거쳐 채널 매트릭스로부터 송신신호를 검출해낸다. ZF단계에서 최종적으로 출력할 수 있는 값은

총 강판정, 연판정, 가중치 값으로 총 3가지가 출력될 수 있다. Fig. 4.5은 2개의 송수신 안테나를 이용하는 ZF 기법의 3가지 출력 값에 따른 BER 성능을 시뮬레이션 결과로 나타낸다. 시뮬레이션에서 사용한 터보 ϕ 부호화기는 전송 비트의 크기 $K=1504$, 부호화율 $R=1/2$ 을 사용하였으며 반복횟수는 5회로 고정하였다. 각각의 채널은 독립적이며 수신단에서 알고 있다고 가정하였다.

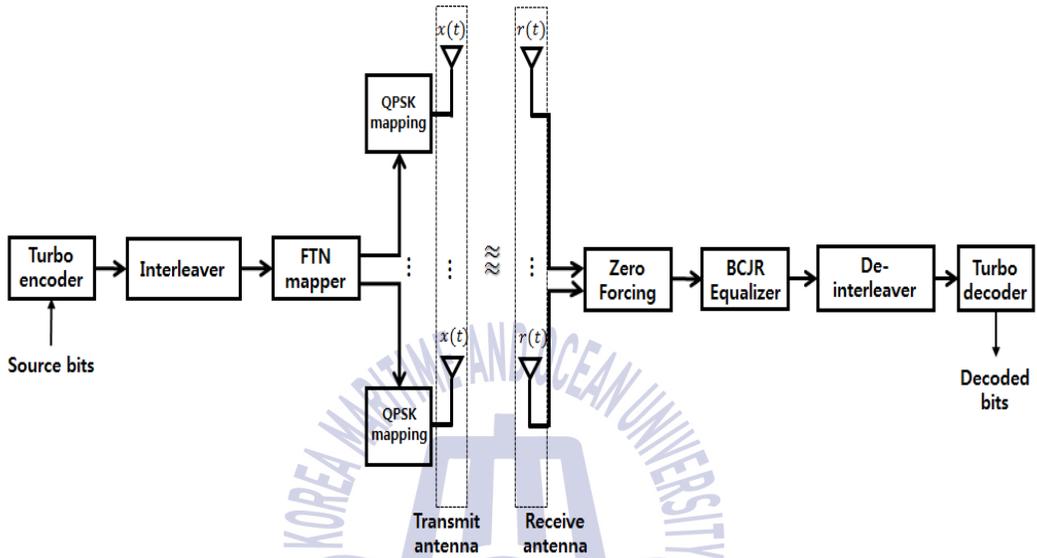


Fig. 4.4 The structure of ZF model for MIMO-FTN

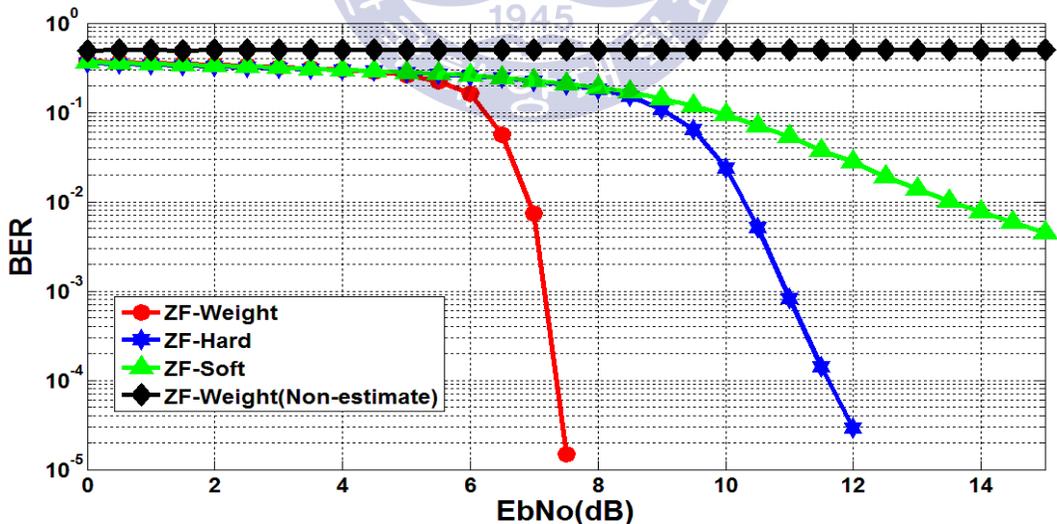
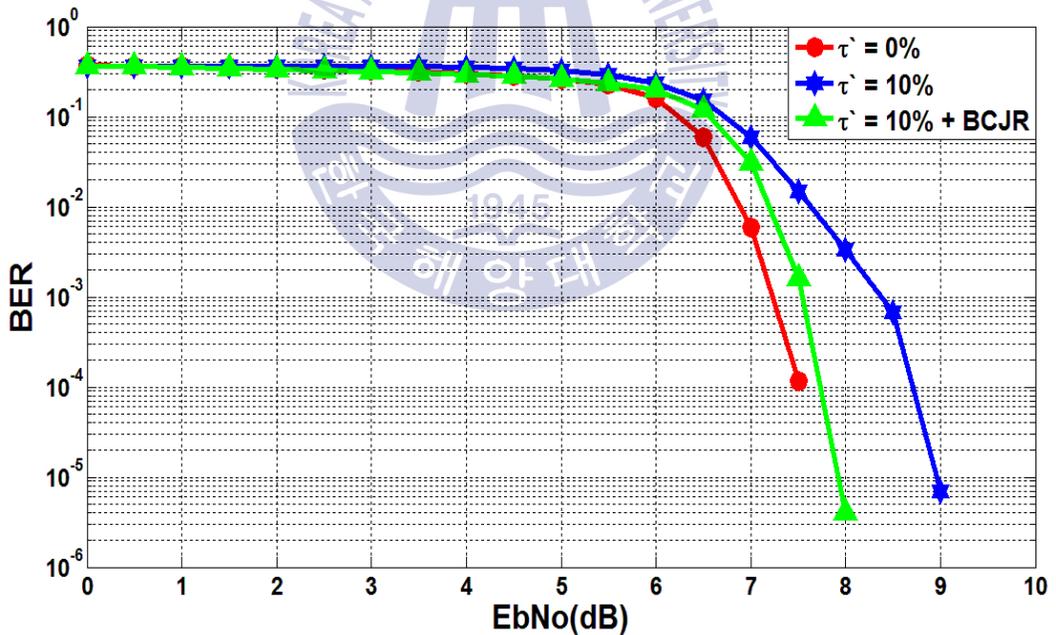
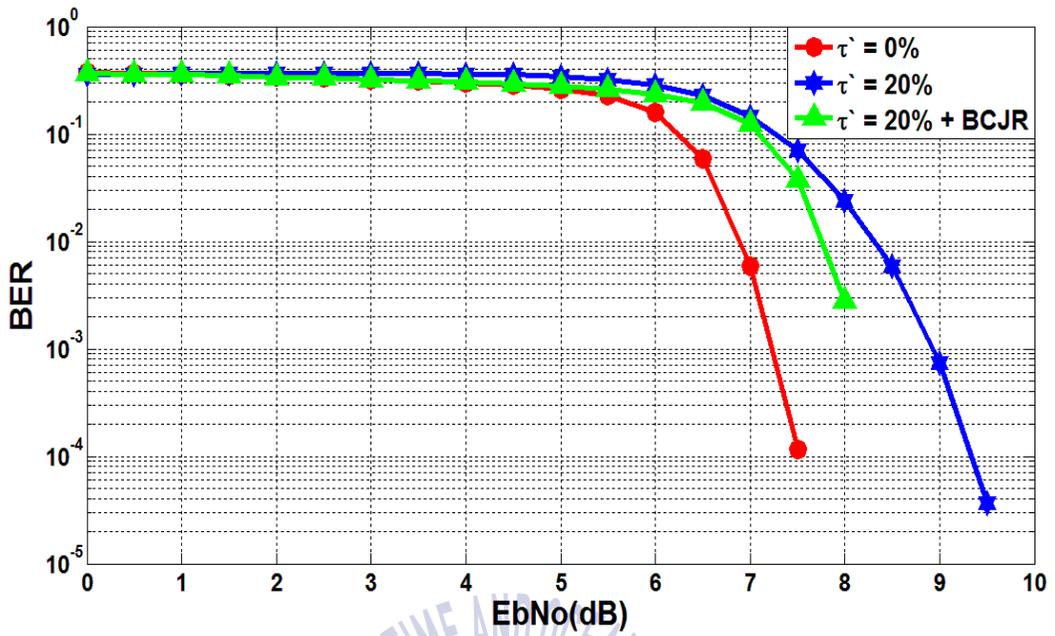


Fig. 4.5 The performance MIMO-FTN based on ZF according to three method ($\tau' = 0\%$)

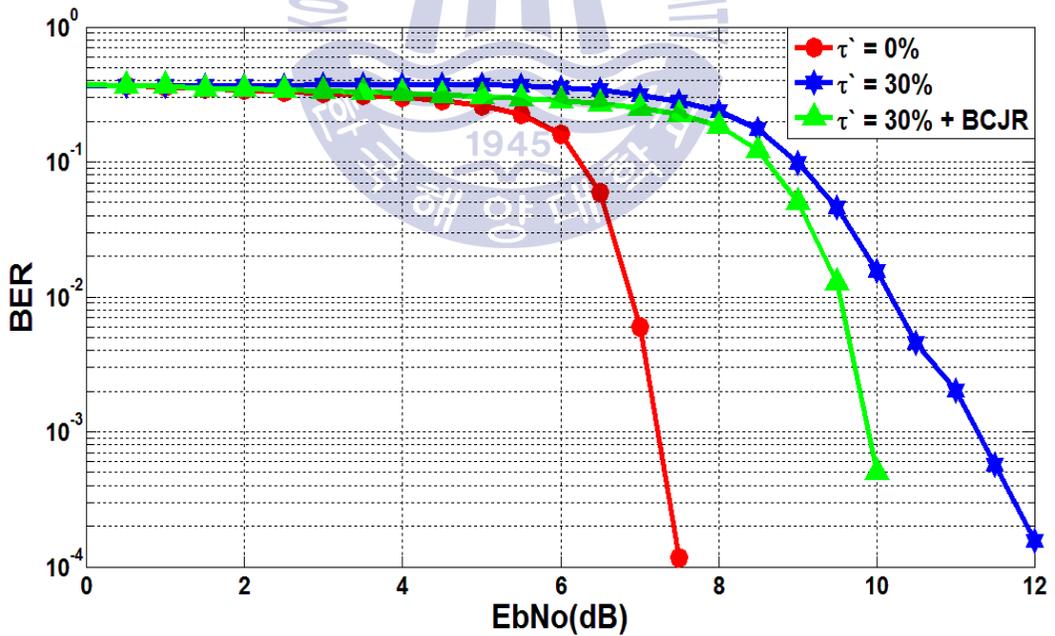
Fig 4.5는 ZF 기법의 3가지 출력값에 따른 성능 비교를 나타낸 것이다. Fig. 4.4의 ZF를 적용한 MIMO-FTN 구조에서 FTN mapper와 BCJR Equalizer가 빠진 시뮬레이션 결과이다. $\tau' = 0\%$ 일 때, 즉 FTN기법이 적용되지 않았을 때 ZF 출력값에 따른 성능결과이며 FTN 기법이 적용되지 않았으므로 BCJR Equalizer도 또한 적용하지 않았다. Fig 4.5와 같이 가중치를 곱한 출력값이 가장 좋은 성능을 보였고 그 뒤로 강판정, 연판정의 순으로 결과가 나타났다. 일반적으로 강판정된 출력값보다 연판정된 출력값의 성능이 더 뛰어나지만 역행렬을 곱하는 ZF 단계에서는 변화된 잡음의 값이 매우 크게 작용하므로 오히려 강판정된 출력값의 성능이 좋게 나타난 것을 볼 수 있었다. 이에 변화된 잡음으로 인해 복호하기 어려운 연판정값에 가중치 α_i 를 곱해줌으로써 왜곡된 신호를 보상해준다. 만약 각각의 독립된 채널을 수신단에서 알고 있지 못한 경우 채널 매트릭스의 역행렬을 정확히 구할 수 없어 복호에 어려움이 있는 것을 볼 수 있다.



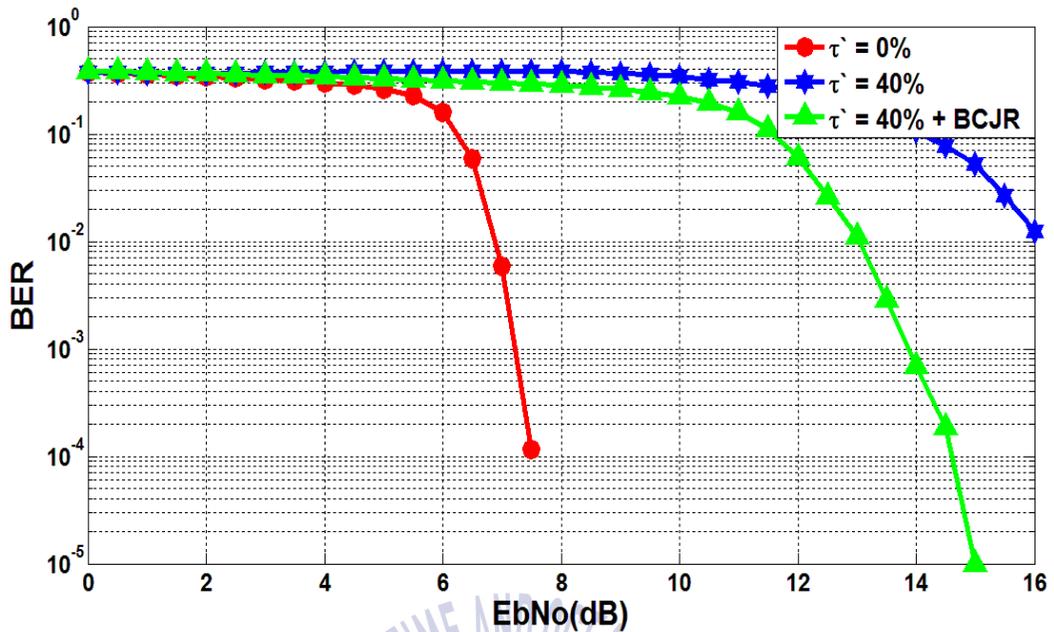
(a) $\tau' = 10\%$



(b) $\tau' = 20\%$



(c) $\tau' = 30\%$



(d) $\tau' = 40\%$

Fig. 4.6 The performance of FTN signaling according to τ'

Fig. 4.6을 보면, 각기 다른 τ' 에 성능 그래프로써 ISI의 간섭을 제거하기 위한 BCJR 등화기의 유무에 따라 성능이 다르게 나온 것을 볼 수 있다. BCJR 등화기가 ISI의 값을 제거하여 터보 복호기에서 원 신호로 복호하는데에 제 역할을 하였다. τ' 의 값이 증가하면 ISI의 양 또한 증가함에 따라 복호에 어려움이 발생한다. 또한 $\tau' = 20\%$ 이하일 경우에는 $\tau' = 0\%$ 에 근접하지만 $\tau' = 30\%$ 이상일 경우 성능 저하가 크게 나타나는 것을 볼 수 있다.

제 5 장 시뮬레이션 및 성능분석

5장에서는 3장에서 제안한 SISO-FTN과 4장에서 제안한 두 가지 MIMO-FTN의 구조에 대해 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 파라미터는 아래의 Table. 5.1와 같다.

Table 5.1 Simulation parameters

SISO channel coding	Turbo codes with 16 states
MIMO channel coding	Inner code : Turbo codes with 16 states Outer code : STTC with 32 states
Channel	SISO : AWGN + Rayleigh Fading MIMO : AWGN + Rayleigh Fading
Coding rate	1 / 2 (K = 1504)
τ'	0%, 10%, 20%, 30%, 40%
Modulation	QPSK
Iteration	5

시뮬레이션에서 사용한 터보 ϕ 부호화기는 전송 비트의 크기 $K=1504$, 부호화율 $R=1/2$ 을 사용하였으며 반복횟수는 5회로 고정하였다. τ' 의 범위는 0%부터 40%로 10% 간격으로 나누었다. SISO 시스템에서는 AWGN 채널 환경에서 실행하였으며 MIMO 시스템에서는 AWGN과 Rayleigh Fading 채널 환경이 모두 존재하며 각각의 채널은 독립적이며 수신단에서 알고 있다고 가정하였다.

Table 5.2는 SISO-FTN과 MIMO-FTN의 τ' 에 따른 $BER=10^{-5}$ 기준에서의 SNR 성능과 전송률 R을 나타낸 것이다. Fig. 5.1는 Table 5.2의 전송률 R에 대한 SNR 성능 곡선을 나타낸다.

Table 5.2 Performance comparisons between SISO-FTN and MIMO-FTN

	간섭량 τ'	전송률 R	SNR[dB] (BER= 10^{-5})
SISO-FTN	0%	1.0	6.2
	10%	1.11	6.4
	20%	1.25	7.0
	30%	1.42	8.5
	40%	1.67	13
MIMO-FTN (STTC)	0%	1.0	9.0
	10%	1.11	9.5
	20%	1.25	10.5
	30%	1.42	16.5
	40%	1.67	X
MIMO-FTN (ZF-Weight)	0%	2.0	7.5
	10%	2.22	7.7
	20%	2.5	8.0
	30%	2.85	10.0
	40%	3.33	15.0

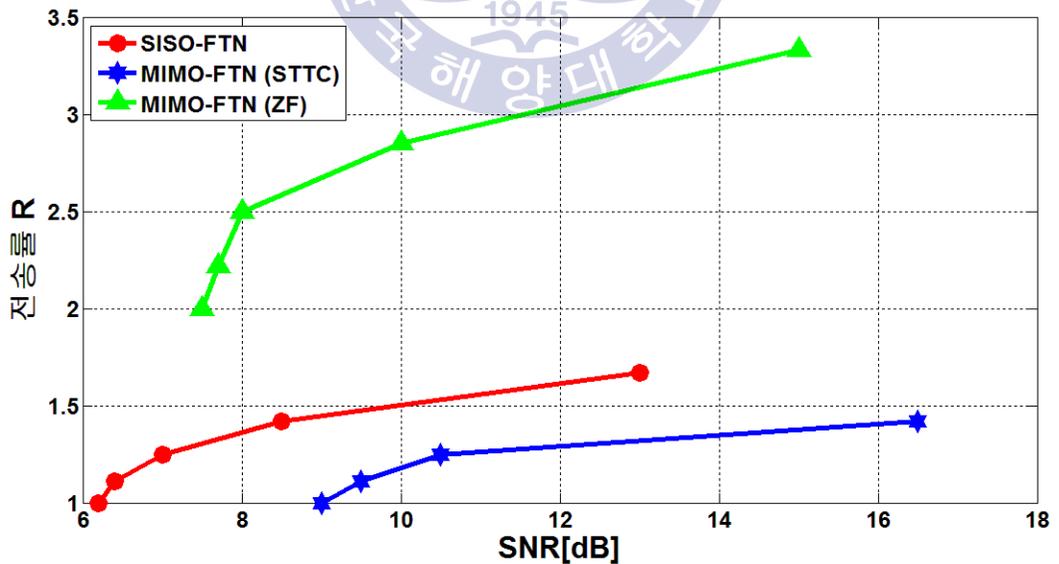


Fig. 5.1 Comparisons between SISO-FTN and MIMO-FTN (BER= 10^{-5})

Table 5.2에서 SISO 시스템에서 FTN 기법을 적용하지 않았을 때의 전송률을 1.0 이라 가정한다. 두 개의 송수신 안테나를 가진 MIMO-FTN은 이론적으로 SISO-FTN보다 2배의 전송률 향상을 가진다. 하지만 STTC를 적용한 MIMO-FTN은 두 개의 송수신 안테나를 가진 MIMO 시스템이지만 SISO-FTN과 전송률이 같다. 일반적인 MIMO 시스템과 다르게 STTC 기법은 부호기에서 입력 2-bit, 출력 4-bit로 입출력의 bit수가 2배가 되기 때문에 다중 안테나를 사용하지만 전혀 전송률 향상 효과가 없으며 전송률은 SISO 시스템과 동일하다. 그에 비해 ZF 기법을 적용한 MIMO-FTN은 SISO-FTN에 비해 2배의 전송률을 가지는 것을 볼 수 있고 또한 SNR 관점의 BER 성능 곡선에서도 STTC에 비해 더 좋은 성능을 보였다. STTC 기법을 적용한 MIMO-FTN은 2개의 부호를 연결하기에 더욱 좋은 성능을 보여야 하지만 4장에서 제시한 ZF 기법의 가중치 계수를 곱하여 복호하는 방법이 STTC와 같은 확률 계산으로 출력하는 것이 아닌 역행렬을 이용하여 분산된 잡음을 보정해 주기에 더 나은 성능을 보였다.

SISO 시스템에서 $\tau'=0\%$ 와 $\tau'=20\%$ 일 때 BER= 10^{-5} 기준으로 각각 약 6.2[dB], 7.0[dB]의 성능을 보인다. ZF 기법을 적용한 MIMO 시스템에서 $\tau'=0\%$ 와 $\tau'=20\%$ 는 BER= 10^{-5} 기준으로 약 7.5[dB], 8.0[dB]의 성능을 보인다. SISO시스템의 $\tau'=0\%$ 와 $\tau'=20\%$ 와 각각 약 1.3[dB], 1.0[dB]의 성능 차이를 보였다. 하지만 전송률 향상의 관점에서 볼 때 MIMO-FTN의 전송률은 2배씩 증가하였다. 여기서 1.3[dB]는 약 1.4배, 1[dB]는 약 1.3배에 해당하므로 성능 저하에 비해 전송률이 더 향상된 것을 알 수 있다.

제 6 장 결 론

차세대 무선통신에서는 높은 전송률을 가지는 통신 기법을 요구한다. 하지만 대역폭이 제한적이기 때문에 전송률을 높이기 위한 많은 방안들이 연구되어지고 있지만 전송률과 성능은 trade-off 관계이기에 전송률을 향상시킴에 따라 성능은 저하시키기 때문에 성능을 최대한 유지하면서 높은 전송률을 갖는 전송기법들이 대두되고 있다. DVB-S2 기반 위성 통신에서는 전송률 향상을 위한 많은 방안들 중에 가장 대표적인 복호 속도를 개선시켜 전송률을 향상시키는 방안은 이미 연구가 포화상태에 있다. 이에 본 논문에서는 전송률을 향상시키는 여러 가지 방법 중 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하여 전송률을 향상시키는 기법인 FTN, 한 심볼에 많은 bit 데이터를 담아 전송하는 High-Order Modulation 기법, 2개 이상의 송수신 안테나를 사용하여 전송률을 높이는 MIMO 기법을 사용하여 QPSK 변조를 하는 MIMO-FTN 송수신구조를 제안하였다.

채널 부호화 기술로 터보 부호가 가지는 높은 SNR에서 발생하는 error floor 현상을 제거하면서 성능을 더욱 더 향상시킬 수 있는 16 상태의 구조를 가지는 터보 ϕ 부호기를 제안하였다. 또한 FTN 전송기법을 사용할 시 필연적으로 생기는 ISI의 제거하기 위한 BCJR 알고리즘 기반의 비터비 등화기를 이용하여 효율적으로 ISI를 제거하였다.

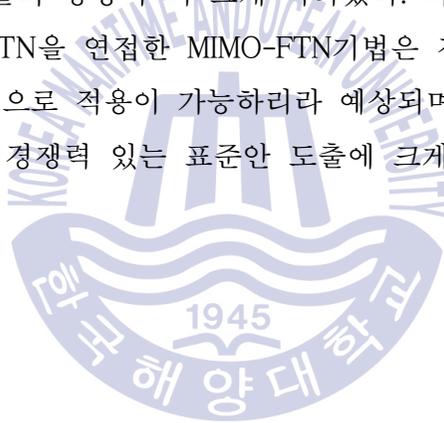
SISO 시스템에서 터보 부호 기반의 FTN 복호기 구조를 기반으로, MIMO 시스템에 적용시켜 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 격자부호를 이용한 계층적 시공간 복호 구조와 수신된 신호에 채널 매트릭스의 역을 곱함으로써, 송신된 신호를 정확히 검출하는 ZF 복호 구조를 제안하여 성능을 분석하였다.

다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 Blum에 의해 제안된 32-state의 시공간 격자부호화 기법을 외부부호로 하고, 16-state의 터보 부호를

내부부호로 구성하는 계층적 부호화 방식을 제안하였으며, 두 부호를 연결하여 효율적인 반복을 통해 성능을 분석하였다. 그리고 채널 매트릭스의 역을 곱하여 송신된 신호를 정확히 검출하는 기법인 ZF 기법을 제안하여 출력되는 값 경관정, 연관정, 마지막 연관정 값에 가중치 곱하는 3개의 출력 값을 분석하여 성능을 비교하였다.

전송률을 극대화 하기위한 기법인 MIMO-FTN의 최적의 송수신 기법으로 ZF 기법을 이용하여 MIMO 시스템의 각각 독립적인 채널들의 간섭을 제거하며 잡음으로부터 간섭된 신호를 연관정된 출력 값에 채널 매트릭스로부터 구한 가중치를 곱하여 신호를 보상해준다. 그리고 BCJR 등화기를 이용하여 ISI를 제거하여 터보 복호기를 통하여 신호를 복호한다.

SISO-FTN과 STTC, ZF기법을 적용한 두 가지 MIMO-FTN의 시뮬레이션결과 성능저하에 비해 전송률의 향상이 더 크게 나타났다. 따라서 전송률 향상을 위한 두 기법 MIMO와 FTN을 연결한 MIMO-FTN기법은 전송률을 크게 향상시키기에 차세대 무선 통신으로 적용이 가능하리라 예상되며 국제 표준화 회의에서 원천기술 기반으로 한 경쟁력 있는 표준안 도출에 크게 기여할 것으로 판단된다.



참고문헌

- [1] M. J. Gans, and G. J. Foschini, “On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communication*, vol. 5, no. 3, pp. 311-335, 1998.
- [2] J. E. Mazo, “Faster-than-Nyquist signaling,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 54, no. 8, pp. 1451-1462, Oct. 1975.
- [3] A. D. Liveris and C. N. Georghiades, “Exploiting faster-than-Nyquist signaling,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 9, pp. 1502-1511, Sep. 2003.
- [4] F. Rusek and J. B. Anderson, “Multistream Faster than Nyquist Signaling,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 5, pp. 1329-1340, May 2009.
- [5] M. El Hefnawy, and H. Taoka, “Overview of Faster-Than-Nyquist for Future Mobile Communication Systems,” in *Proc. 77th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, Dresden, Germany, Jun. 2013.
- [6] Y.J.D. Kim, and J. Bajcsy, “Information Rates of Cyclostationary Faster-than-Nyquist Signaling,” in *Proc. IEEE 12th Canadian Workshop on Information Theory*, pp. 1-4, Kelowna, Bc, May 2011.
- [7] Y.J.D. Kim, and J. Bajcsy, “Iterative Receiver for Faster-than-Nyquist Broadcasting,” *Electronics Letters*, vol. 48, no. 24, pp. 1561-1562 Nov. 2012.

- [8] Michael Yuhas, Yi Feng, and Jan Bajcsy, "On the Capacity of Faster-than-Nyquist MIMO Transmission with CSI at the Receiver," *IEEE Globecom Workshops*, pp. 1-6, Dec. 2015.
- [9] Fredrik Rusek, "A First Encounter with Faster-than-Nyquist Signaling on the MIMO Channel," *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Mar. 2007
- [10] C. Douillard and C. Berrou, "Turbo codes with rate- $m/(m + 1)$ constituent convolutional codes," *IEEE Transactions on Commun.*, vol. 53, no. 10, pp. 1630-1638, Oct. 2005.
- [11] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, no. 2, pp. 284-287, Mar. 1974.
- [12] R. S. Blum, and X. Lin, "Improved space-time codes using serial concatenation," *IEEE Communication Letter*, vol. 4, no. 7, pp. 221-223, Jul. 2000.
- [13] Youngmin Kim, Pingping Shang, and Sooyoung Kim, "Estimation of soft decision channel gain for coded MIMO system," *The Journal of the Korean Institute of Communication Sciences*, Vol. 36, no. 6, pp. 577-586, Jun. 2011.
- [14] B. Sklar, "Digital Communications Fundamentals and Applications," *2nd ed. New Jersey*, Prentice Hall PTR, 2001.
- [15] C. Berrou, and A. Glavieux, "Near Optimum Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no 10, pp.1261-1271, Oct. 1996.
- [16] J. B. Anderson, A. Prlja, and F. Rusek, "New reduced state space BCJR algorithms for the ISI channel," *Proc. 2009 IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, Jun.-Jul. 2009.

- [17] D. Dasalukunte, F. Rusek, and V. Öwall, "An iterative decoder for multicarrier faster-than-Nyquist signaling systems," *Proc. IEEE ICC*, pp. 1-5, May 2010.
- [18] J. Cheng, H. Wang, M. Chen, and S. Cheng, "Performance comparison and analysis between STTC and STBC," *In Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC)-Fall*, Atlantic City, NJ, vol.4, pp.2487-2491, 2001.
- [19] C. Gimpler and F. Kienle, "Space-time bit trellis codes," *2010 International ITG Conference*, pp. 1-6, Jan. 2010.
- [20] N. Seshadri, V. Tarokh, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for wireless communication: code construction," *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, May. 1997.
- [21] S. Baro, G. Bauch, and A. Hansmann, "Improved codes for space-time trellis-coded modulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 1, pp. 20-22, Jan. 2000.
- [22] Jianhua Lu and Jian Li, "A simple soft-detector for the blast system," *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop Proceedings*, pp. 159-163, Rosslyn, Va, USA, Aug. 2002.
- [23] Congchong Ru, Liuguo Yin, and Jianhua Lu, "An LDPC coded MIMOOFDM system with simple detection and channel estimation scheme," *IEEE 6th CAS Symp.on Emerging Technologies: Mobile and Wireless Comm.*, Shanghai, China, May 31 - Jun. 2, 2004.
- [24] Jianhua Lu and Jian Li, "A soft detector with good performance/complexity trade-off for a MIMO system," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2004, no. 9, pp. 1266-1274, 2004.

감 사 의 글

20살 때부터 집을 나와 대학에 입학해서 한국해양대학교에서 공부한지 벌써 8년이란 시간이 지났습니다. 제가 이렇게 성장할 수 있도록 많은 도움을 주신 모든 분들께 진심으로 감사드립니다.

먼저, 항상 세심한 지도와 격려로 많이 미흡했던 저의 부족한 부분을 채울 수 있도록 이끌어주신 저의 지도 교수님, 정지원 교수님께 감사의 말씀을 올립니다. 교수님의 지도와 많은 가르침 덕분에 한층 성장한 모습을 가진 지금의 저와 완성도 높은 논문을 작성할 수 있었습니다. 그리고 논문의 부족한 부분들을 보완하여 보다 충실한 내용이 될 수 있도록 논문의 심사를 맡아주신 윤 영 교수님, 김기만 교수님께 감사드립니다. 또한 학부시절 많은 가르침을 주신 김동일 교수님, 조형래 교수님, 민경식 교수님, 강인호 교수님께도 감사드립니다.

연구실에서 석사 기간 동안 생활하는데 많은 도움을 준 창욱이형, 그리고 많은 시간을 같이 보내지 않았지만 큰 힘이 되어준 해찬이형, 태훈이형에게도 고맙습니다. 연구를 진행하며 힘든 일도 있었지만 덕분에 즐겁고 좋은 기억들을 많이 담아갈 수 있었습니다. 같이 2년 동안 동고동락해온 태석이, 하현이에게 항상 고맙다는 말 전하고 앞으로 하는 일 모두 잘 되길 바랍니다. 앞으로 입학하게 될 정현이, 희수에게 교수님께 많은 것을 배우며 유능한 연구원으로 되길 바란다는 말 전합니다. 다른 실험실이지만 같이 들어와 고생했던 수정이, 은혜, 그리고 DSP, MMIC 실험실 분들에게도 감사의 말을 전합니다. 학부 때부터 같이 지내온 09학번 동기들과 형, 누나, 그리고 동생들 모두 고맙다는 말 전하고 싶습니다. 또한 힘든 시간을 같이 지내며 격려해준 예진이도 고맙고 감사합니다.

마지막으로 항상 부족한 저를 위해 아낌없는 격려와 지원을 해주시고 믿어주신 아버지, 어머니 그리고 누님에게 항상 감사하게 생각하고 사랑합니다. 언제나 든든한 아들이 되겠습니다.

많은 분들의 관심과 격려 그리고 지원으로 이제 석사를 마치고 새로운 시작을 준비하려 합니다. 기대에 부응하기 위해 항상 최선을 다하는 박건웅이 되겠습니다.