

工學碩士 學位請求論文

이동무선통신에서 OFDM 을 적용한
시공간 부호의 성능평가

**Performance Evaluation of Space-Time Codes Applying OFDM
in Mobile Wireless Communication**

指導教授 金 基 萬

2001 年 12 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

黃 元 喆

차 례

Nomenclature.....	ii
Abstract.....	iii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 시공간 부호의 부복호 방식.....	3
2.1 시공간 부호의 기본 개념.....	3
2.2 시공간 트렐리스 부호	11
2.3 시공간 블록 부호	17
제 3 장 시공간 부호를 적용한 OFDM 시스템.....	24
3.1 시공간 트렐리스 부호의 복호 방식 제안	24
3.2 OFDM 기본 원리 및 시스템 구성	27
3.3 OFDM 을 적용한 시공간 트렐리스 부호	30
3.4 OFDM 을 적용한 시공간 블록 부호	32
제 4 장 시뮬레이션에 의한 시공간 부호의 성능 분석.....	34
4.1 OFDM 을 적용하지 않은 경우.....	34
4.2 OFDM 을 적용한 경우.....	37
제 5 장 결 론	39
참고문헌	40

Nomenclature

- $\alpha_{i,j}$: 전송 안테나 i 에서 수신 안테나 j 까지의 경로 이득
- BM : 브랜치 메트릭(branch metric)
- c_t^i : 시점 t 에서 j 번째 전송 안테나에 전송되는 신호
- $c_m(k,i)$: m 번째 빔에서 k 번째 반송파의 i 번째 시공간 부호화된 심볼
- $d_{n,i}$: n 번째 신호 구간 $[nT, (n+1)T]$ 에서 i 번째 부채널을 통해 전송되는 심볼
- f_i : i 번째 반송파의 주파수
- M_{S_t} : 시점 t 와 상태 s 에서의 최소 패스 메트릭
- $p(t)$: $0 \leq t \leq T$ 에서 값이 1, 그 외의 시간에서는 값이 0 인 펄스 성형 함수
- PM_t : 시점 t 에서의 패스 메트릭
- $PS_{M_{S_t}}$: t 에서 선택된 경로 신호
- r_t^j : 시점 t 에서 j 안테나에 수신되는 신호
- $r_{nm}(t)$: n 에서 m 번째 빔의 수신된 신호
- $r_{nm}(k,i)$: 시간 iT_s 에서 k 번째 반송파의 FFT 출력

ABSTRACT

Recently the rapid growth of wireless voice subscribers, the growth of the internet and the increasing use of portable computing devices suggest that wireless internet access will rise rapidly over the next few years. Wireless internet is demanded to increase the channel capacity and data rate. It is difficult to increase the channel capacity or reducing the effective error rate in a multipaths fading channel.

To solve the above problems in wireless communications, Tarokh et al. introduced space-time codes adopting a joint design of coding, modulation, and transmit diversity. Space-time coding introduces temporal and spatial correlation into signals transmitted from different antennas, in order to provide diversity at the receiver, and coding gain over an uncoded system without sacrificing the bandwidth. The spatial-temporal structure of these codes can be exploited to increase further the capacity of wireless systems with a relatively simple receiver structure. Simulation results show that at the frame error rate of 10^{-1} the 32-state code with two receiver antennas gives about 3dB gain over the use of a 4 states and two receiver antennas with the 32-state code give about 6 dB gain over the use of one receiver antenna. It appears from the simulation results that the coding advantage obtained by increasing the number of states and diversity gain obtained by increasing the number of receive antenna.

This thesis also studies space-time codes applying orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems in wireless communication. In OFDM, the entire channel is divided into many narrow parallel subchannels, thereby increasing the symbol duration and reducing or eliminating the intersymbol interference (ISI) caused by the multipath environments. At the frame error rate of 10^{-1} the 32-state code with space-time codes applying OFDM gives about 7dB gain over the use of the 4-state code by simulation. Therefore, space-time codes applying OFDM systems can be used for highly efficient data transmission over mobile wireless channels.

제 1 장 서 론

오늘날 이동 무선 통신 서비스에서 고속 인터넷 접속 및 실시간 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 점차 증가하고 있는 추세이다. 무선 통신 시스템의 정보 용량은 다중 송수신 안테나를 사용함으로써 증가시킬 수 있다. 고속의 멀티미디어 서비스를 이동 통신 시스템이 제공하려면 상향 링크(uplink) 및 하향 링크(downlink)의 용량(capacity)을 대폭 확충해야 한다. 하향 링크의 용량은 셀 사이트(cell site), 즉 기지국에서 사용할 수 있는 최대 송신 전력에 의해 결정된다. 무선 채널에서 데이터율을 증가시키기 위한 효율적인 접근법은 다중 전송 안테나에 적절한 코딩 기술을 사용한 것으로 즉, 시공간 부호이다.

시공간 부호는 AT&T 연구실에서 Tarokh 등에 의해서 제안 되었다. 시공간 부호는 다중 전송 안테나를 사용하여 설계된 코딩 기술이다. 수신기에서 다이버시티 효과를 제공하고 대역폭의 손실 없이 비부호화 시스템에서의 코딩 이득을 제공하기 위해서 시공간 부호는 서로 다른 안테나에 전송된 신호에서 시간과 공간의 상관 관계를 도입한다. 이 부호의 시공간 구조는 비교적 간단한 수신기 구조를 가지고 무선 시스템의 용량을 더 증가시키기 위해서 사용되어 질 수 있다[1].

무선 통신에는 다중 경로 페이딩의 영향을 줄이기 위해서 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식을 사용한다. 다중 반송파 방식은 단일 반송파 변조 방식과 달리 심볼 길이가 매우 길고, 임펄스 노이즈(impulse noise)가 넓은 스펙트럼 대역으로 분산되는 효과가 있어 심볼간 간섭(ISI ; Inter Symbol Interference)이 심한 채널 환경에 유리하며 간단한 등화기로 채널 보상이 가능하며, 반송파간에 직교성을 유지하는 최소의 주파수 간격을 유지하게 할당함으로써 높은 대역 효율을 얻을 수 있으므로 고속 전송 시스템에 많이 적용되고 있다. OFDM 방식은 유럽식 디지털 방

송, WLAN (Wireless Asynchronous Transfer Mode), WATM (Wireless Local Area Network)등에 널리 쓰이고 있다. 반면 구현이 복잡하고, 주파수 오프셋에 민감하며, 송신 신호의 진폭의 변화가 심한 단점이 있다[8].

따라서, 본 논문은 페이딩 환경 채널에서 시공간 부호의 기본 개념과 설계 표준을 살펴보고, 시공간 트래리스 부호와 시공간 블록 부호의 부복호기에 대해서 설명하고, 시공간 부호의 성능을 평가한다. 마지막으로 시공간 부호를 OFDM에 적용하여 성능 분석을 하였다.

제 2 장 시공간 부호의 부복호 방식

2.1 시공간 부호의 기본 개념

2.1.1 다이버시티

가우시안 채널과 달리 무선 채널은 전송 매질에서의 다중경로와 다른 사용자간의 간섭으로 인한 감쇄를 받는다. 감쇄를 적게 받은 전송 신호의 복제 신호가 다른 수신기에 전송되면 원 신호가 강한 감쇄를 받더라도 다른 수신기에서 전송 신호를 결정할 수 있다. 이것을 다이버시티라고 한다. 다이버시티 기술은 다음과 같은 것들이 있다.

시간 다이버시티(time diversity)는 시간 인터리빙과 결합한 채널 코딩으로 전송 신호의 복제 신호들이 시간 영역에서 잉여 자원의 형태로 수신기에 전송된다. 주파수 다이버시티(frequency diversity)는 전파 매질에서 다른 주파수로 전송되어진 파는 다른 다중 경로 구조를 유발시킨다는 것을 이용한 것으로 전송 신호의 복제 신호들이 주파수 영역에서 잉여 자원의 형태로 수신기에 전송된다. 공간 다이버시티(space diversity)는 공간적으로 분리되거나 다른 극성의 안테나들이 이용한 전송 신호의 복제 신호들이 공간 영역에서 잉여 자원의 형태로 수신기에 전송된다. 이것은 대역폭 효율에서 불이익이 없다.

최근 개발이 활발히 진행중인 3 세대 이동 통신 시스템은 기존의 이동 통신 시스템이 음성 위주의 서비스였는데 반해 멀티미디어 서비스까지 지원하고 있다. 특히 인터넷의 저변 확대로 인해 멀티미디어 서비스는 필수적이다. 이러한 고속의 멀티미디어 서비스를 이동 통신 시스템이 제공하려면 상향 링크(uplink) 및 하향 링크(downlink)의 용량(capacity)을 대폭 확충해야 한다. 하향 링크의 용량은 셀 사이트(cell site), 즉 기지국에서 사용할

수 있는 최대 송신 전력에 의해 결정된다. 그러므로 기지국의 통화 영역 안에 존재하는 모든 이동 단말기에서 통화를 위해서 필요로 하는 SNR 을 줄일 수 있다면 하향 링크의 용량을 늘릴 수 있다.

이러한 용량 증대를 위한 기술에는 상향 링크의 용량을 늘리기 위한 기술과 하향 링크의 용량을 증가시키려는 기술로 나눌 수 있다. 상향 링크의 용량을 증가시키기 위한 기술에는 공간 다이버시티, 다중 사용자 검파 (multiuser detector) 등과 같은 기술들이 있다. 이 같은 기술들은 기지국 수신기의 복잡도나 전력 사용제한 등이 이동 단말기의 복잡도나 전력 사용제한 등과 비교하여 상대적으로 적기 때문에 상향 링크에 적용될 수 있다. 하향 링크의 용량을 증가시키기 위해서 공간 다이버시티, 다중 사용자 검파 등의 기술들을 이동 단말기에 적용하는 것을 생각해 볼 수 있다. 그러나, 이 같은 기술들은 이동 단말기의 크기, 사용 전력 그리고 시스템의 복잡도 등의 제한적인 조건 때문에 하향 링크에 즉, 이동 단말기에 적용하기 어렵다. 그래서 수신기의 복잡도를 높이지 않고 송신기의 복잡도를 높여서 하향 링크의 통신 용량을 증가시키려는 방법에 대한 연구가 진행되고 있는데, 이러한 노력들 중의 하나가 전송 다이버시티 기술이다.

전송 다이버시티 기술은 하향 링크의 송신기측에 다수의 안테나를 설치하여 송수신기 사이에 다중경로를 만들어 줌으로써 수신 다이버시티 기술을 사용할 때 발생하는 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 방식이다. 이 기술은 하향 링크에서 이동 단말기의 복잡도나 크기 등을 늘리지 않고 통신 용량을 늘려 통신 성능을 향상시키는 장점이 있다[1].

2.1.2 시공간 부호의 채널 모델링

시공간 부호(Space Time Coding)는 AT&T 연구실의 Tarokh 등에 의해서 소개되었다. 시공간 부호 방식은 채널 코드 설계와 다중 전송 안테나의 결합이다. 공간 수신 다이버시티는 잘 알고 있고 이론으로 정립되어 있으며 전송 다이버시티는 설계자가 이동국에서 기지국으로 다이버시티를 이동할 수

있는 비교적 새롭고 흥미로운 분야이다. 그러나, 전송 다이버시티 배치에서 중요한 문제는 페이딩 채널의 채널 상태 정보(CSI ; Channel State Information)가 송신기에서 사용할 수 없다는 것이다. 그래서, 광범위한 채널 구현에서 좋은 성능을 보증하는 채널 코드를 사용해야 한다.

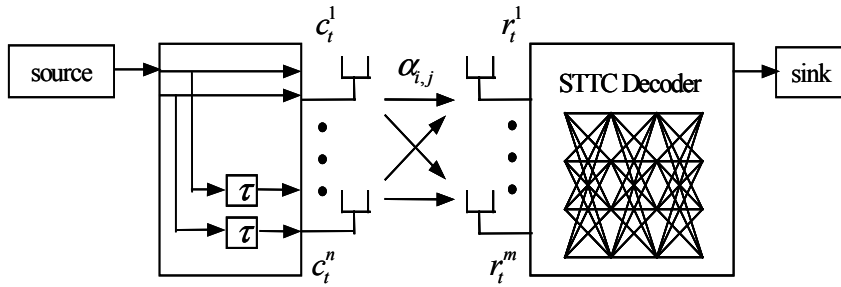


그림 2-1. 시공간 부호의 시스템 모델

Fig. 2-1. Space Time Coding System Model.

기지국은 n 개의 안테나를 가지고, 이동국은 m 개의 안테나를 가지는 이동 통신 시스템을 고려한다. 데이터는 채널 인코더에 의해서 부호화 되고 부호화된 데이터는 직병렬 변환기를 통과한 후 n 스트림 데이터로 분할한다. 각 데이터 스트림은 pulse shaper의 입력으로 사용된다. 각 shaper의 출력은 바로 변조된다. 각 시간 슬롯 t 에서 변조기의 i 번째 출력은 $1 \leq i \leq n$ 에 대한 i 번째 전송 안테나를 사용하여 전송되는 것은 c_t^i 신호이다. n 개의 신호는 각각의 다른 전송 안테나에서 동시에 전송되고 이 모든 신호는 같은 전송시간 T 을 가진다. 각 수신 안테나에서 신호는 레일리 페이딩 (rayleigh fading) 또는 라이시안 페이딩 (rician fading)에 의해서 영향을 받은 n 개의 전송된 신호는 노이즈 중첩이다. 신호 정상도의 요소는 정상도의 평균 에너지가 1이 되기 위해서 선택된 $\sqrt{E_s}$ 의 인자에 의해서 발생한다. 수신기에서 변조기는 각 $1 \leq j \leq m$ 개의 수신 안테나에 도착하는 수신신호를 기초로 하여 결정 통계를 계산한다. 시점 t 에서 j 안테나에 수신되는

신호 r_t^j 은

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_i^i \sqrt{E_s} + \eta_t^j \quad (2.1)$$

주어지고 여기서 시간 t 에서 잡음 η_t^j 은 차원당 분산 $E_0/2$ 을 가진 제로 평균 복소 가우시안 랜덤 변수의 독립적인 샘플로써 모델링 되었다. 계수 $\alpha_{i,j}$ 은 전송 안테나 i 에서 수신 안테나 j 까지의 경로 이득이다. 이 경로 이득은 한 프레임 동안은 일정하고 한 프레임에서 다른 프레임까지는 변한다[1]-[3].

2.1.3 시공간 부호 설계 표준

시공간 부호는 부호화된 데이터가 n 개의 전송 안테나를 사용하여 동시에 전송되는 n 개의 스트림으로 분할하여 공간 분할 신호(in the space domain)와 시간 분할 신호(in the time domain)사이의 관계를 설정한다. 시공간 부호 방식은 MRRC (Maximal Ratio Receive Combining) 기술처럼 같은 다이버시티 이득을 얻는다. 다이버시티 이득뿐만 아니라 일정한 코딩 이득은 잘 구성된 시공간 부호에 의해서 얻을 수 있다. 이 코드의 최적의 성능을 얻기 위해서는 difference matrix 의 랭크 표준과 distance matrix 의 행렬식 표준인 두개의 설계 표준을 따라야 한다. 최대 다이버시티 이득을 얻기 위해서 difference matrix 은 모두 가능한 코드워드의 쌍에서 full rank 여야 한다. 다른 한편, 코딩 이득은 distance matrix 의 주요한 공통인자의 합에 의한 행렬식에 의해서 결정된다.

1) 독립적인 페이딩 계수인 경우

페이딩 계수 $\alpha_{i,j}$ 는 복소 평균 $E[\alpha_{i,j}]$ 이 제로가 아니고 분산이 차원당 0.5 를 가지는 복소 랜덤 변수의 독립 표본으로 모델링 한다고 가정한다.

이것은 다른 안테나에 전송된 신호가 독립적인 페이딩을 받는다고 가정하는 것과 같다.

전송 신호 $c = c_1^1 c_1^2 \Lambda c_1^n c_2^1 c_2^2 \Lambda c_2^n \Lambda c_l^1 c_l^2 \Lambda c_l^n$ 로 가정하면, 최우 수신기 (maximum-likelihood receiver)가 신호 $e = e_1^1 e_1^2 \Lambda e_1^n e_2^1 e_2^2 \Lambda e_2^n \Lambda e_l^1 e_l^2 \Lambda e_l^n$ 틀리게 결정될 가능성이 있다고 고려한다.

이상적인 채널 상태 정보로 가정하면, 복호기에서 에러가 발생할 확률

$$P(c \rightarrow e | \alpha_{i,j}, i=1,2,\Lambda, n, j=1,2,\Lambda, m) \leq \exp(-d^2(c,e)E_s / 4N_0) \quad (2.2)$$

이고, 여기서 $N_0/2$ 은 차원당 잡음 분산이다.

$$d^2(c,e) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^l \alpha_{i,j} (c_t^i - e_t^i) \right|^2 \quad (2.3)$$

이것은 Gaussian tail function 에서의 표준 접근이다. $\Omega_j = (\alpha_{1,j}, \Lambda, \alpha_{n,j})$ 라 두면,

$$d^2(c,e) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} \overline{\alpha_{i,j}} \sum_{t=1}^l (c_t^i - e_t^i) \overline{(c_t^i - e_t^i)} \quad (2.4)$$

이고, 간단하게 정리하면,

$$d^2(c,e) = \sum_{j=1}^m \Omega_j A \Omega_j^* \quad (2.5)$$

여기서 $1 \leq p, q \leq n$ 에 대한 $A_{pq} = x_p \cdot x_q$ 이고, $x_p = (c_1^p - e_1^p, c_2^p - e_2^p, \Lambda, c_l^p - e_l^p)$ 이다.

$$P(c \rightarrow e | \alpha_{i,j}, i=1,2,\Lambda, n, j=1,2,\Lambda, m) \leq \prod_{j=1}^m \exp(-\Omega_j A(c,e) \Omega_j^* E_s / 4N_0) \quad (2.6)$$

여기서 $A_{pq} = \sum_{t=1}^l (c_t^p - e_t^p) \overline{(c_t^q - e_t^q)}$ 이다.

$A(c, e)$ 가 Hermite 행렬이기 때문에 Unitary 행렬 V 와 $VA(c, e)V^* = D$ 와 같은 실수 대각 행렬 D 가 존재한다. V 의 열벡터 $\{v_1, v_2, \Lambda, v_n\}$ 은 A 의 고유 벡터로 주어진 C^n 의 완전한 orthonormal basis 이다. 게다가 D 의 대각 요소는 A 의 고유치 $\lambda_i, i=1,2,\Lambda, n$ 이다.

$$B(c, e) = \begin{bmatrix} e_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 \Lambda & \Lambda & e_i^1 - c_i^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 \Lambda & \Lambda & e_i^2 - c_i^2 \\ \text{M} & \text{M} & \text{O} & \text{M} \\ e_1^n - c_1^n & e_2^n - c_2^n \Lambda & \Lambda & e_i^n - c_i^n \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$A(c, e) = B(c, e) B^*(c, e)$ 은 만족한다. 행렬 $A(c, e)$ 의 고유치 항으로 $d^2(c, e)$ 표현한다. $(\beta_{1,j}, \Lambda, \beta_{n,j}) = \Omega_j V^*$ 라고 두면,

$$\Omega_j A(c, e) \Omega_j^* = \sum_{i=1}^n \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \quad (2.8)$$

이고, $\alpha_{i,j}$ 가 평균 $E\alpha_{i,j}$ 을 가진 복소 가우시안 랜덤 변수의 표본인 것을 상기하여 $K^j = (E\alpha_{1,j}, E\alpha_{2,j}, \Lambda, E\alpha_{n,j})$ 라 한다.

V 는 Unitary 행렬이기 때문에 $\{v_1, v_2, \Lambda, v_n\}$ 는 C^n 의 orthonormal basis 이고 $\beta_{i,j}$ 은 차원당 분산 0.5 와 평균 $K^j \cdot v_i$ 을 가진 독립 복소 가우시안 랜덤 변수이다. $K_{i,j} = |E\beta_{i,j}|^2 = |K^j \cdot v_i|^2$ 라 한다. $|\beta_{i,j}|$ 가 $|\beta_{i,j}| \geq 0$ 이기 위해서 식 의 확률 밀도 함수(probability density function)을 가진 독립 라이시안 분포(independent rician distribution)이다.

$$p(|\beta_{i,j}|) = 2|\beta_{i,j}| \exp(-|\beta_{i,j}|^2 - K_{i,j}) I_0(2|\beta_{i,j}| \sqrt{K_{i,j}}) \quad (2.9)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 은 1 차 Bessel function 이다. 예러 평균 확률의 상위 경계를 계산하기 위해서

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{j=1}^m \left(\prod_{i=1}^n \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \exp \left(- \frac{K_{i,j} \frac{E_s}{4N_0}}{1 + \frac{E_s}{4N_0}} \right) \right) \quad (2.10)$$

에 도달하기 위한 독립 라이시안 분포에 관해서 $\prod_{j=1}^m \exp(-(E_s/4N_0) \sum \lambda_i |\beta_{i,j}|^2)$ 을 간단하게 평균한다. 모든 i 와 j 에 대한 $E\alpha_{i,j} = 0$ 와 $K_{i,j} = 0$ 이다. 위의 부등식을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\frac{1}{\prod (1 + \lambda_i E_s / 4N_0)} \right)^m \quad (2.11)$$

r 은 행렬 A 의 rank 로 두면, A 의 핵은 차원 $n-r$ 을 가지고 A 의 $n-r$ 고유치는 제로이다. A 의 제로가 아닌 고유치는 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$ 로 정의하면 위의 부등식은 다음과 같다.

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} (E_s / 4N_0)^{-rm} \quad (2.12)$$

mr 의 다이버시티 이득과 $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r)^{1/r}$ 의 코딩 이득을 얻을 수 있다[1].

2) 레일리 환경에서 시공간 부호의 설계 표준

The Rank Criterion : 최대 다이버시티 nm 을 얻기 위해서 행렬 $\mathbf{B}(c, e)$ 은 어떤 코드워드 c 와 e 에 대해서 full rank 을 가진다. $\mathbf{B}(c, e)$ 가 다른 코드워드 두개의 요소로 구성되는 집합에서 최소 rank 을 가진다면 rm 의 다이버시티를 얻을 수 있다.

The Determinant Criterion : rm 의 다이버시티 이득이 목적이면 각각의 코드워드 c 와 e 의 모든 쌍에서 얻어진 모든 $r \times r$ 주요한 공통인자

$A(c, e) = B(c, e) B^*(c, e)$ 의 행렬식 합인 r th root의 최솟값은 코딩 이득과 일치하며 여기서 r 는 $A(c, e)$ 의 rank이다. 설계의 목적은 rank를 가능한 크게 하는 것이다. 다이버시티의 mn 이 설계 목적이면 그때 각각의 코드워드 c 와 e 의 모든 쌍에서 얻어진 $A(c, e)$ 의 행렬식의 최솟값은 최대여야 한다.

최대 신호대 잡음비를 위해서 다음 부등식 오른쪽의 상태를 살펴본다. 충분히 높은 신호대 잡음비에서 다음 부등식의 오른쪽편의 다음과 비슷하게 만들 수 있다.

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{j=1}^m \left(\prod_{i=1}^n \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \exp \left(-\frac{K_{i,j} \frac{E_s}{4N_0}}{1 + \frac{E_s}{4N_0}} \right) \right) \quad (2.13)$$

충분히 높은 신호대 잡음비에서 위의 부등식의 오른쪽편의 다음과 비슷하게 만들 수 있다.

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rm} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right) \left[\prod_{j=1}^m \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right] \quad (2.14)$$

이와 같이 다이버시티 이득 rm 과 코딩이득 식(2.13) 얻을 수 있다.

$$(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r} \left[\prod_{j=1}^m \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right]^{1/rm} \quad (2.15)$$

다음 설계 표준은 신호대 잡음비를 크게 하기 위해서 라이시안 시공간 부호에 유용하다.

The Rank Criterion : 이 표준은 레일리 채널에 주어진 것과 같다.

The Coding Advantage Criterion : $r \times r$ 주요한 공통인자 $A(c, e)$ 의 모든 행렬식 합을 $\Lambda(c, e)$ 로 표시하고 여기서 r 는 $A(c, e)$ 의 rank이다. 각각의 코드워드 c 와 e 의 모든 쌍에서 얻어진

$$\Lambda(c, e)^{1/r} \left[\prod_{j=1}^m \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right]^{1/rm}$$

product의 최솟값은 최대여야 한다[1]-[3].

2.2 시공간 트렐리스 부호

본 절에서는 n 개의 송신 안테나와 m 개의 수신 안테나로 구성된 무선 통신 시스템을 위한 시공간 부호의 트렐리스 부호(space time trellis code)를 구성한다. 채널은 준정적 페이딩(quasi-static fading)과 플랫 페이딩(flat fading) 채널이라고 가정한다.

시공간 트렐리스 부호 설계 표준 평가의 예로써 그림 2-3의 4 상태 지연 다이버시티 두개의 시공간 부호를 고려한다. 이러한 트렐리스 부호의 부호화는 각 프레임의 시작과 끝 상태가 0 이 되어야 한다. 각 시점 t 에서 부호기의 상태와 입력 비트들에 의해 천이 값이 선택되어진다. 만약 이러한 천이 값의 레이블이 $q_i^1, q_i^2, \dots, q_i^n$ 이라면 시점 t 에서 i 번째 전송 안테나에서 전송하는 성상도 심볼들은 $q_i^i (i=1, 2, \dots, n)$ 가 되며 이 모든 전송 과정은 각 시간 마다 동시에 이루어진다. 그림 2-2는 QPSK와 8PSK의 성상도이다.

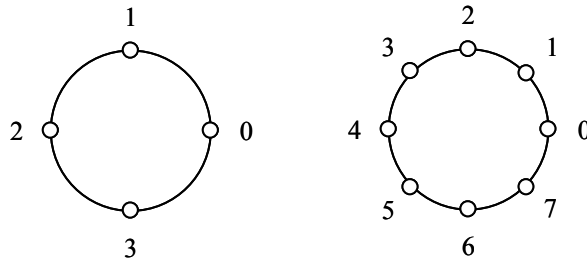


그림 2-2. QPSK와 8PSK 성상도

Fig. 2-2. QPSK and 8PSK constellations.

다이버시티를 보장하는 설계 규칙은 다음과 같다. 첫째, 같은 상태에서 출발하는 천이들은 두 번째 심볼 x_t^2 이 다르다. 둘째, 같은 상태로 도달하는 천이들은 첫 번째 심볼 x_t^1 이 다르다. 즉 위의 두 가지 조건을 만족시키

면 최대 다이버시티가 보장된다는 것이다. 트렐리스에 주어진 노드에 대해서 네개 쌍의 심볼은 모든 가능한 입력 비트의 값에 대해 동시에 전송된 심볼로 표현하는 노드에서 나오는 가지와 관계가 있다. 각 쌍의 첫 심볼은 첫번째 안테나에 전송될 것이고, 두번째 심볼은 두번째 안테나에 동시에 전송될 것이다. 이 그림에서 공간적으로 분리된 신호를 추출하기 위해서 두개의 다른 맵핑 규칙을 실행했다는 것을 알 수 있다. 특히 두번째 안테나 심볼은 현재의 입력 비트로 결정되고 첫번째 안테나 심볼은 이전의 입력 비트에 의해서 결정된다. 이것은 각각의 두개 안테나에 현재의 입력 비트와 이전의 입력 비트가 동시에 전송되는 지연 다이버시티(delay diversity)를 사용하기 때문이다.

그림 2-3 에서 그림 2-10 는 QPSK 변조 방식을 사용하고, 두개의 송신 안테나를 사용하며 4, 8, 16, 32 상태에 대한 부호기와 트렐리스도이다. 식(2.16)에서 식(2.19)는 시공간 트렐리스 부호의 부호 방정식이다. 부호 방정식에서 a_1, a_2 는 입력 비트이고 a_3, a_4, a_5, a_6, a_7 는 각각의 레지스트에 저장되는 비트이다. 신호를 QPSK 로 변조하기 때문에 부호 방정식에서의 덧셈은 modulo 4 로 실행되고, 구해진 심볼 x_t^1 와 x_t^2 는 첫번째 안테나와 두번째 안테나에 의해서 전송된다[4].

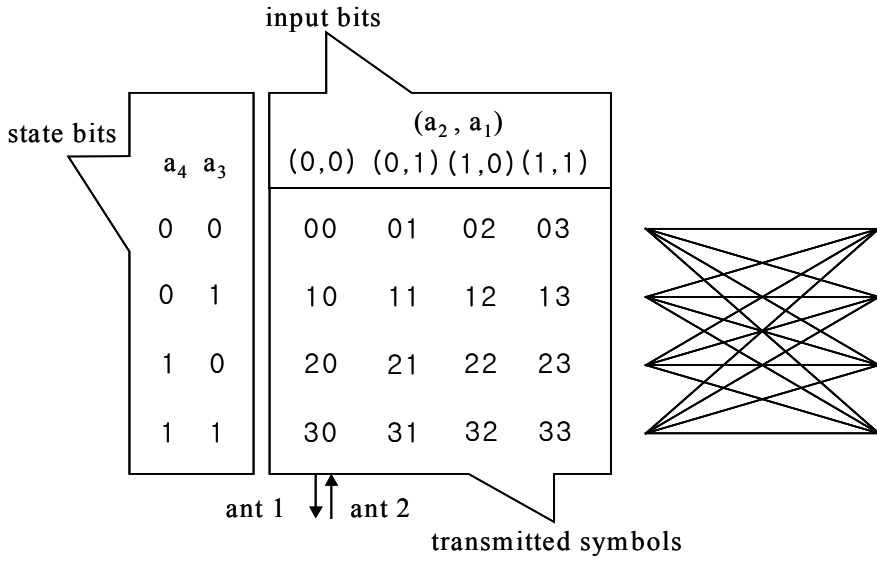


그림 2-3. 4 상태의 시공간 트렐리스 부호의 트렐리스도
 Fig. 2-3. Trellis diagram of the 4 states STTC.

4 상태의 시공간 부호 방정식은 식(2.16)과 같다.

$$\begin{aligned}
 x_t^2 &= 2a_2(t) + a_1(t) \\
 x_t^1 &= 2a_4(t) + a_3(t)
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

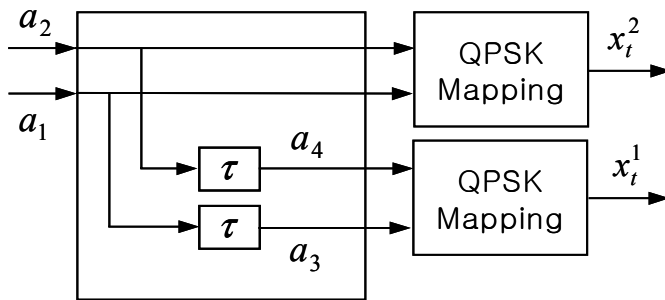


그림 2-4. 4 상태의 시공간 트렐리스 부호의 부호기 블록도
 Fig. 2-4. Encoder block diagram of the 4 states STTC.

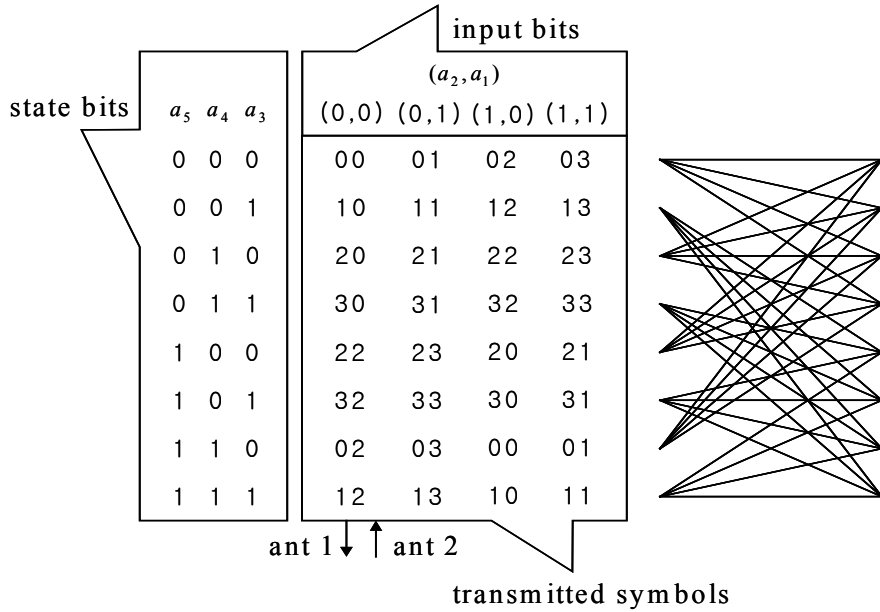


그림 2-5. 8 상태 시공간 트렐리스 부호의 트렐리스도

Fig. 2-5. Trellis diagram of the 8 states STTC.

8 상태의 시공간 부호 방정식은 식(2.17)과 같다.

$$\begin{aligned}
 x_t^2 &= 2a_5 + 2a_2 + a_1 = 2(a_5 + a_2) + a_1 \\
 x_t^1 &= 2a_5 + 2a_4 + a_3 = 2(a_5 + a_4) + a_3
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

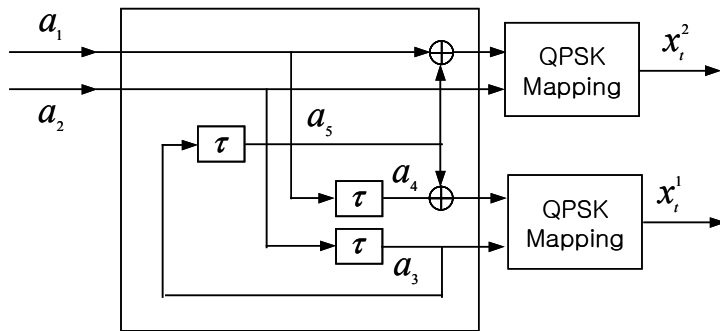


그림 2-6. 8 상태 시공간 트렐리스 부호의 부호기 블록도

Fig. 2-6. Encoder block diagram of the 8 states STTC.

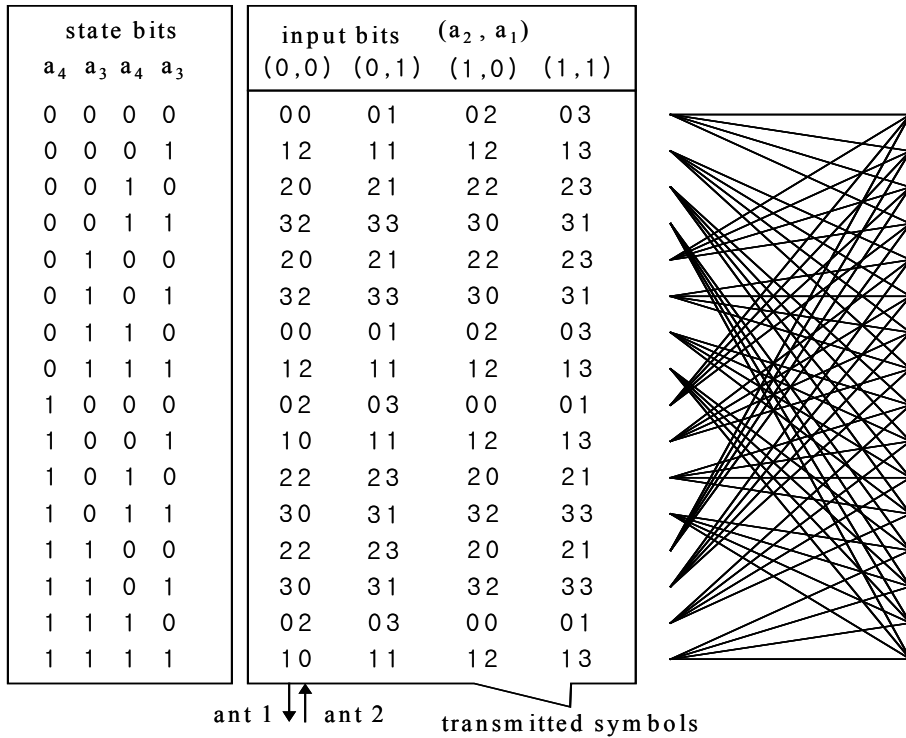


그림 2-7. 16 상태 시공간 트렐리스 부호의 트렐리스도

Fig. 2-7. Trellis diagram of the 16 states STTC.

16 상태의 시공간 부호 방정식은 식(2.18)과 같다.

$$\begin{aligned}
 x_t^2 &= 2a_6 + 2a_3 + 2a_2 + a_1 = 2(a_6 + a_3 + a_2) + a_1 \\
 x_t^1 &= 2a_5 + 2a_4 + a_3 = 2(a_5 + a_4) + a_3
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

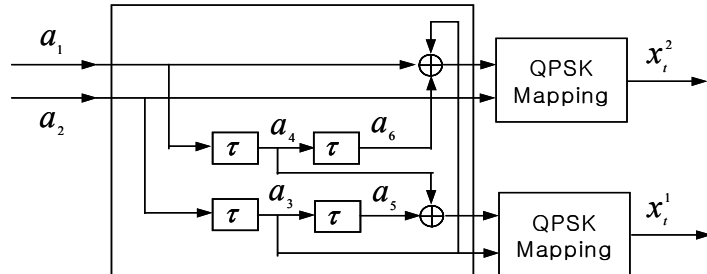


그림 3-7. 16 상태 시공간 트렐리스 부호의 부호기 블록도

Fig. 3-7. Encoder block diagram of the 16 states STTC.

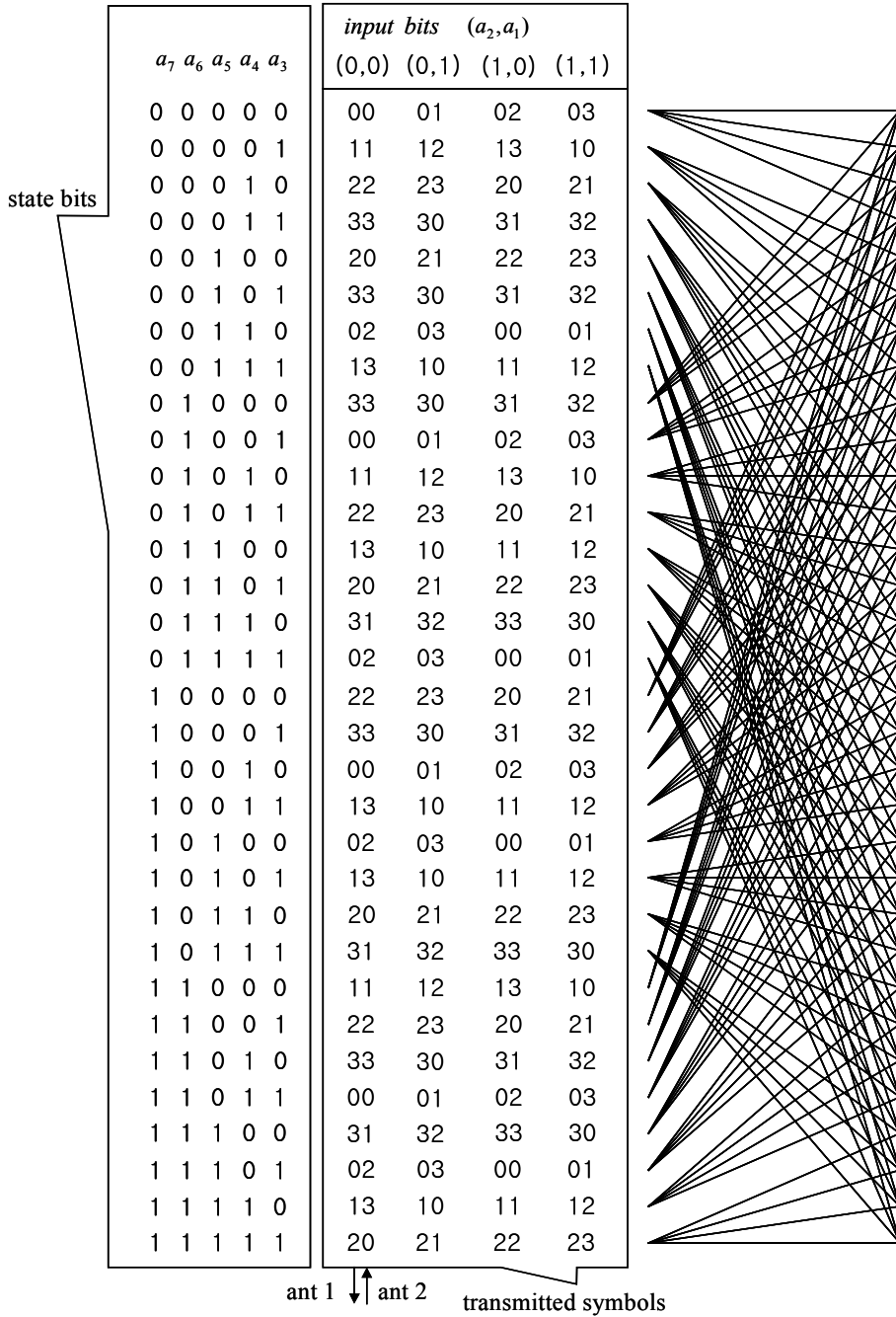


그림 2-9. 32 상태 시공간 트렐리스 부호의 트렐리스도

Fig. 2-9. Trellis diagram of the 32 states STTC.

32 상태의 시공간 부호 방정식은 식(2.19)과 같다.

$$\begin{aligned} x_t^2 &= 2(a_7 + a_6 + a_4 + a_2) + a_6 + a_3 + a_1 \\ x_t^1 &= 2(a_7 + a_6 + a_5 + a_4) + a_6 + a_3 \end{aligned} \quad (2.19)$$

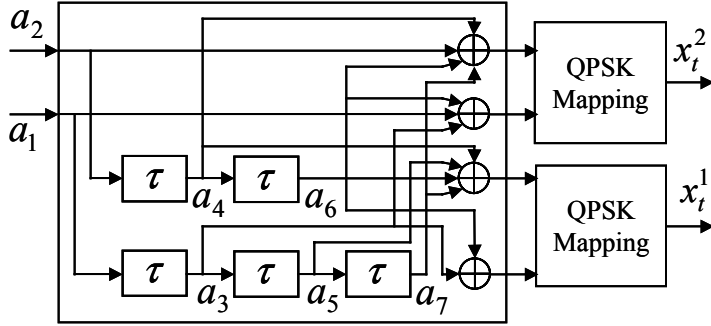


그림 2-10. 32 상태 시공간 트렐리스 부호의 부호기 블록도

Fig. 2-10. Encoder block diagram of the 32 states STTC.

2.3 시공간 블록 부호

직접 대역 확산 기법을 사용하는 IMT-2000 3 세대 무선 접속 규격의 순방향 링크상에서 여러 단의 전송 위성들을 사용하여 각 위성 별로 서로 다른 다이버시티 효과를 발생하기 위한 전송 다이버시티 기법에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이 가운데 시공간 블록 코딩 기법은 전송 다이버시티를 제공할 뿐 아니라 다중 사용자들에 의한 간섭 효과도 제거할 수 있는 성능을 갖고 있으며, 수신 단말기상에서 간단한 선형처리 과정을 통하여 다이버시티 효과를 얻을 수 있는 장점을 갖고 있다.

시공간 블록 부호는 전송 행렬 \mathbf{g} 에 의해서 정의된다. 행렬 \mathbf{g} 의 엔트리는 변수 x_1, x_2, \dots, x_k 와 그것의 켈레의 선형 결합이다. 전송 안테나의 수는 n 개이고 일반적으로 서로의 안테나에 다른 코드를 분리해서 사용한다. 예로써 \mathbf{g}_2 는 두개의 안테나를 사용한 코드로 표현하고 식(3.11)과 같이 정의

된다.

$$\mathbf{g}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

전송은 2^b 개의 성분을 가진 신호 성상도를 사용한다. 타임 슬롯 1 에서 인코더에서 kb 비트가 나오고 신호 성상도 s_1, s_2, Λ, s_k 을 선택한다. \mathbf{g} 의 $i=1, 2, \Lambda, k$ 에서 $x_i = s_i$ 두면, s_1, s_2, Λ, s_k 와 켈레의 선형결합요소를 가진 행렬 \mathbf{c} 가 나온다. 그래서 \mathbf{g} 가 불확실한 x_1, x_2, Λ, x_k 을 포함하는 동안, \mathbf{c} 는 다음과 같이 각각의 kb 비트가 n 개의 안테나에 전송되는 특정한 성상 심볼을 포함한다. 만약 c_t^i 가 \mathbf{c} 의 t 번째 행과 i 번째 열로 표현된다면, $i=1, 2, \Lambda, n$ 에 대한 c_t^i 는 각 타임 슬롯 $t=1, 2, \Lambda, p$ 에서 안테나 $1, 2, \Lambda, n$ 에 동시에 전송된다. 그래서 \mathbf{c} 의 i 번째 열은 i 번째 안테나 심볼이 전송되고, \mathbf{c} 의 t 번째 행은 타임 슬롯 t 에서 전송된다. \mathbf{c} 는 기본적으로 \mathbf{g} 을 사용하여 정의되고, \mathbf{g} 의 직교성은 나중에 설명하는 복호 방식을 간단하게 한다. 타임 슬롯 p 는 k 개의 심볼을 사용했고, $R = k/p$ 이 되는 부호율 R 을 정의 할 수 있다. 다음은 부호율 $1/2$ 을 가진 시공간 블록 부호의 전송 행렬이다[6],[7].

2.3.1 한개의 수신 안테나를 가진 두개의 가지 전송 다이버시티 방식

그림 2-11 은 한개의 수신 안테나를 가진 두개의 가지 전송 다이버시티 방식으로 이 방식은 두개의 송신 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용하고 다음의 세 개의 과정으로 정의될 수 있다.

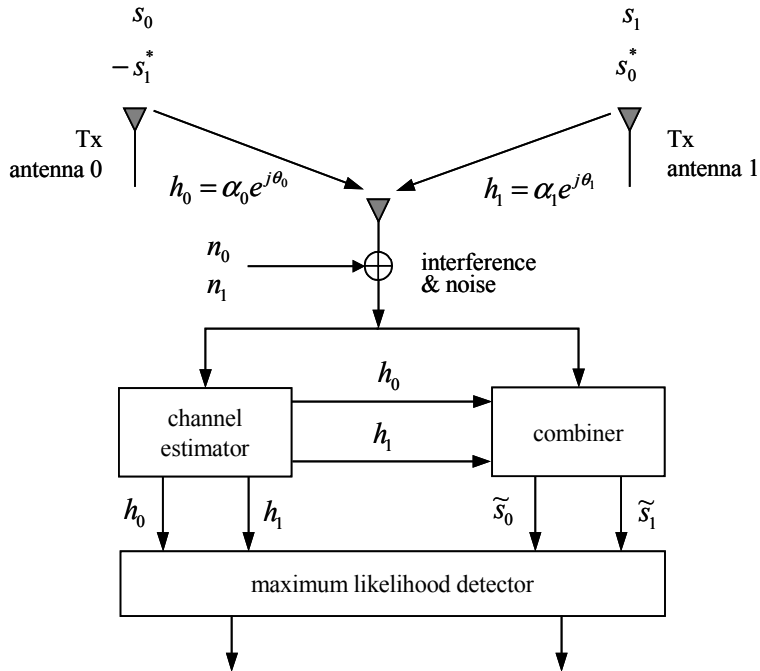


그림 2-11. 한개의 수신 안테나를 가진 두개의 가지 전송 다이버시티 방식
 Fig. 2-11. The two-branch transmit diversity scheme with one receiver.

먼저 송신기에서 정보 심볼의 코딩과 전송 시퀀스 생성하여 전송하고, 두번째 수신된 신호를 수신기에서의 결합 방식에 의해서 결합 신호를 만들어 마지막으로 최우 복호를 위한 결정 규칙에 의해서 정보 심볼을 복호한다.

첫번째 코딩과 전송 시퀀스 생성 과정을 살펴본다. 주어진 심볼 시점에서 두개의 신호는 두개의 안테나에서 동시에 전송된다. 첫번째 안테나에서 전송된 신호는 s_0 이고 두 번째 안테나에서 전송된 신호는 s_1 이다. 다음 심볼 시점에서 신호 $(-s_1^*)$ 는 첫번째 안테나에 전송되고 신호 s_0^* 는 두 번째 안테나에서 전송된다. 여기서 *는 복소 공액 연산자이다. 이 시퀀스는 표 3-1에 나타내었다. 표 2-1에서 코딩은 공간과 시간에서 행해진다.

표 2-1 인코딩과 전송 시퀀스

Table 2-1. The Encoding and Transmission Sequence

	antenna 0	antenna 1
time t	s_0	s_1
time $t+T$	$-s_1^*$	s_0^*

시간 t 에서 채널은 첫번째 전송 안테나에 대한 $h_0(t)$ 와 두 번째 전송 안테나에 대한 $h_1(t)$ 즉, 복소 다중 왜곡(complex multiplicative distortion) 에 의해서 모델링 될 수 있다. 페이딩이 두 개의 연속되는 심볼을 교차해서 일정하면 식(2.21)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\
 h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}
 \end{aligned}
 \tag{2.21}$$

여기서 T 는 심볼 지속 시점이다. 그때의 수신신호를 식(2.22)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1
 \end{aligned}
 \tag{2.22}$$

여기서 r_0 와 r_1 는 시간 t 와 $t+T$ 에서 수신된 신호이고, n_0 와 n_1 는 수신기의 잡음과 간섭을 대표하는 복소 랜덤 변수이다.

두번째 수신된 신호를 수신기에서의 결합 방식을 살펴보면, 그림 2-11 의 결합기(combiner)는 식(2.23)와 같이 두개로 결합된 신호를 만든다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

식(2.21)과 식(2.22)을 식(2.23)에 대입하면 다음 식(2.24)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)s_1 - h_0n_1^* + h_1^*n_0\end{aligned}\quad (2.24)$$

세번째 최우 결정 규칙을 살펴보면, 결합된 신호는 최우 복호기에 보낸
진 후 식(2.25)에 표현된 결정 규칙에 의해서 최소 거리의 심볼을 결정하여
결정된 심볼을 복호 하면된다[5].

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (2.25)$$

2.3.2 M 개의 수신 안테나를 가진 두개의 가지 전송 다이버시티 방식

보다 높은 차수의 다이버시티가 필요하고 장거리 기지국에서 다중 수신
안테나를 사용할 수 있는 곳에 응용할 수 있다. 이와 같은 경우에 두개의
전송안테나와 M 개의 수신 안테나를 가진 2M 의 다이버시티를 제공할 수
있다. 실례로 두개의 전송 안테나와 두개 수신 안테나의 특별한 경우를 살
펴보겠다. M 개의 수신 안테나로 일반화 하는 것이 혼하다.

표 2-2. 송수신기 안테나 사이의 채널 정의

Table 2-2. The definition of channels between the transmit and receive antennas.

	Rx antenna 0	Rx antenna 1
Tx antenna 0	h_0	h_2
Tx antenna 1	h_1	h_3

표 2-3. 두개의 수신 안테나에서의 수신 신호의 표시

Table 2-3. The notation for the receive signals at the two receive antennas.

	Rx antenna 0	Rx antenna 1
time t	r_0	r_2
time $t+T$	r_1	r_3

그림 2-12 은 두개의 송수신 안테나를 가진 새로운 방식의 설명을 나타내고 있다. 이 배치에 대한 정보 심볼의 코딩과 전송 시퀀스는 표 2-1 에 제시된 신호 수신에의 경우와 동일하다. 표 2-2 은 송수신기 안테나 사이의 채널을 정의하고 있고 표 2-3 은 두개의 수신 안테나에 수신된 신호에 대한 표기를 정의하고 있다.

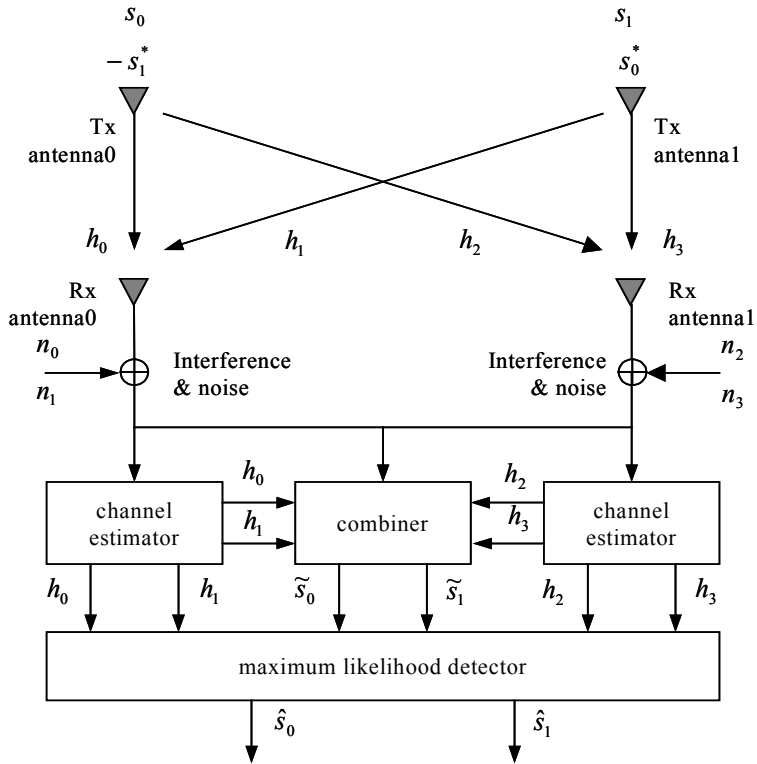


그림 2-12. 두개의 수신 안테나를 가진 두개의 가지 전송 다이버시티 방식
 Fig. 2-12. The two-branch transmit diversity scheme with two receiver antenna.

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

그림 2-12 에서 결합기는 최우 복호기에 보내지는 식(2.27)의 결합된 두개의 신호를 만든다.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3\end{aligned}\quad (2.27)$$

수신된 신호를 표현한 식(2.26)을 식(2.27)에 대입하면

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 - h_2^* n_3 + h_3^* n_2\end{aligned}\quad (2.28)$$

결합된 신호는 어떤 신호 s_0 가 PSK 신호에 대한 식(2.27) 또는 식(2.28)에서 표현된 결정 표준(decision criteria)을 사용하는 최우 복호기에 보내진다.

$$\begin{aligned}(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_i) \\ \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_k)\end{aligned}\quad (2.29)$$

여기서 $|s_i|$ 와 $|s_k|$ 은 신호 전력으로 서로 같으므로 식(2.29)은 식(2.30)로 간단히 할 수 있다.

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (2.30)$$

결합 신호 \tilde{s}_0 에 대해 식(2.30)이 만족하면 s_i 을 선택하는 것이다. 선택된 심볼을 복호하면 된다[5].

제 3 장 OFDM 을 적용한 시공간 부호

3.1 시공간 트렐리스 부호의 복호 방식 제안

시공간 트렐리스 부호를 단계별 과정을 거쳐 복호하였다. 첫번째 단계는 각 상태에서 브랜치 메트릭(BM ; Branch Metric)을 계산한다. 채널 환경이 이상적이라 가정하며, 경로 이득은 $\alpha_{i,j}$ ($i=1,2,\Lambda, n$, $j=1,2,\Lambda, m$)이고 η_t^i 는 가우시안 잡음이다. 시간 t 에서 수신 안테나 j 번째에 수신 신호는

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} q_t^i \sqrt{E_s} + \eta_t^i \quad (3.1)$$

이다. 수신 신호와 트렐리스의 모든 가지의 레이블 ($q_t^1 q_t^2 \Lambda q_t^n$)을 이용하여 브랜치 메트릭을 구한다. 브랜치 메트릭을 구하는 식은 다음과 같다.

$$BM = \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} q_t^i \right|^2 \quad (3.2)$$

두 번째 단계는 각 상태에서 패스 메트릭(PM ; Path Metric)을 계산한다. 패스 메트릭의 초기 조건은 $t=0$ 에서 브랜치 메트릭만 있고 패스 메트릭이 없으므로 패스 메트릭의 값을 크게 설정한다. 왜냐하면, 한 상태에서 네 개의 가지의 분기만 있기 때문에 복호 과정에서 분기가 없는 상태로 trace back 하지 않기 위해서다. 패스 메트릭은 현재 가지의 브랜치 메트릭과 과거 누적된 패스 메트릭의 값을 합한 것이고, 패스 메트릭의 식은

$$PM_t = BM + PM_{t-1} \quad (3.3)$$

이다. 여기서 PM_t 은 시점 t 에서 패스 메트릭이고, BM 은 브랜치 메트릭이다.

세 번째 단계는 최소 경로의 신호를 선택한다. 현재 상태에서의 패스 메트릭의 최소값을 선택하고 그때의 최소 경로의 신호를 선택한다.

$$M_{S_t} = \min\{PM_t^1, PM_t^2, \Lambda PM_t^s\} \quad (3.4)$$

여기서 M_{S_t} 는 시점 t 와 상태 s 에서의 최소 패스메트릭이다. 그림 3.1 는 4 상태, 8 상태, 16 상태, 32 상태의 패스 시퀀스이다.

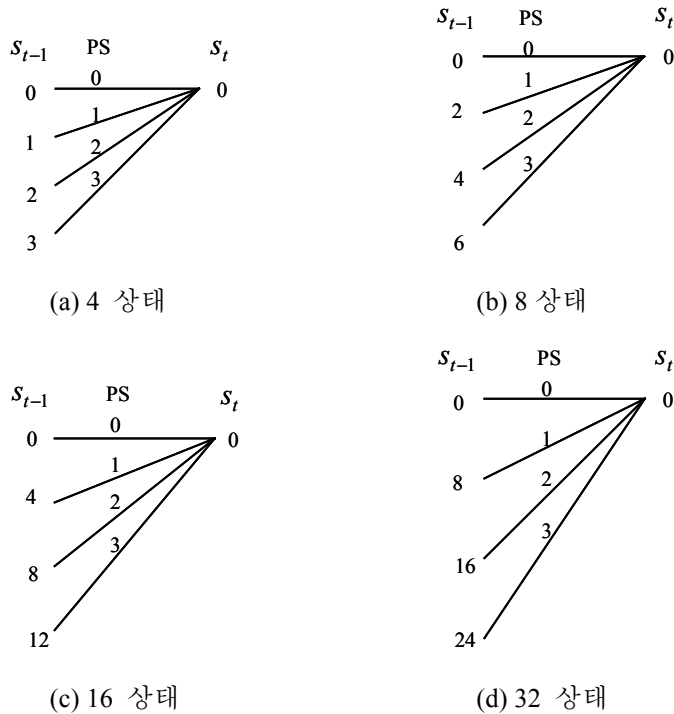


그림 3-1. 각 상태의 경로 신호

Fig. 3-1. Path signal of each states.

네 번째 단계는 최소 패스 메트릭에서의 이전 상태를 얻는다. 만약 4 상태에서 $\delta=0$, 8 상태에서 $\delta=1$, 16 상태에서 $\delta=2$, 32 상태에서 $\delta=3$ 이면

이전 상태는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$S_{t-1} = (2^\delta \times PS_{M_{S_t}}) + \frac{M_{S_t}}{4} \quad (3.5)$$

여기서 S_{t-1} 은 시점 $t-1$ 에서 상태, M_{S_t} 은 시점 t 에서 최소 상태, $PS_{M_{S_t}}$ 은 t 에서 선택된 경로 신호이다. 각 메모리 할당은 $PS_{M_{S_t}}$ 는 모든 상태수에 대해 2 bit 가 할당되므로 64 상태를 고려하면 3bit 를 확장한 5bit 가 할당되어야 되고 M_{S_t} 는 구속장수 ν (상태수 = 2^ν) 만큼 할당되어야 한다. 구현을 위해서는 식(3.6)과 같은 형태로 바꿀 수 있다.

$$PS_{M_{S_t}} \ll 2^\delta + M_{S_t} \gg 2 \quad (3.6)$$

다섯번째 단계는 trace back 및 복호를 한다. 프레임의 마지막 타임 슬롯에서는 trace back 가지 수는 네 개 있으며, 가지의 상태 간격은 2^δ 만큼 일정하다. 현재 상태에서 최소 패스 메트릭을 선택하고, 그 때의 패스 시퀀스를 얻는다. 얻어진 패스 시퀀스를 가지고 이전 상태를 구하는데 식(3.5)에 의해서 구할 수 있다. 식(3.5)에 의해서 구해진 상태를 이전수 바꾸어서 마지막 두 비트가 복호 비트가 된다.

	t=1	t=2	t=3	t=4	t=5	S_k
$PS_{0,K}$	01	11	10	00	01	00
$PS_{1,K}$	01	10	00	10	01	01
$PS_{2,K}$	11	10	11	10	10	10
$PS_{3,K}$	00	01	01	11	11	11
S_{k-1}		01	11	10	01	
Decode bit		10	11	10	01	

그림 3-2 4 상태 복호 과정

Fig. 3-2. Decoding process of 4 states.

	t=1	t=2	t=3	t=4	t=5	S _k
PS _{0,K}	00	11	10	10	01	000
PS _{1,K}	00	01	10	11	10	001
PS _{2,K}	10	00	11	10	11	010
PS _{3,K}	11	00	01	11	00	011
PS _{4,K}	01	10	11	00	11	100
PS _{5,K}	11	10	10	01	01	101
PS _{6,K}	10	11	10	11	01	110
PS _{7,K}	11	10	11	10	00	111
S _{k-1}		010	110	100	010	
Decode bit		10	10	00	10	

그림 3-3. 8 상태 복호 과정

Fig. 3-3. Decoding process of 8 states.

3.2 OFDM 기본 원리 및 시스템 구성

직교 주파수 분할 다중 (OFDM ; Orthogonal Frequency Division Modulation) 방식은 서로 직교하는 다수의 반송파에 데이터를 실어 전송하는 방식이다. 이러한 다중 반송파 방식은 1960년대 제안되었으나, 그 구조의 복잡함으로 인해서 최근까지 각광을 받지 못하다가 디지털 신호처리 및 VLSI(Very Large Scale Integration)기술의 발달로 인해서 1980년 이후에 다시 활발하게 연구되고 있는 분야이다. 다중 반송파 방식은 단일 반송파 변조 방식과 달리 심볼 길이가 매우 길고, 임펄스 노이즈가 넓은 스펙트럼 대역으로 분산되는 효과가 있어 심볼간 간섭이 심한 채널 환경에 유리하며 간단한 등화기로 채널 보상이 가능하며, 반송파간에 직교성을 유지하는 최소의 주파수 간격을 유지하게 할당함으로써 높은 대역 효율을 얻을 수 있으므로 고속 전송 시스템에 많이 적용되고 있다. OFDM 방식은 유럽식 디지털 방송, WATM (Wireless Asynchronous Transfer Mode), WLAN (Wireless Local Area

Network)등에 널리 쓰이고 있다. 반면 구현이 복잡하고, 주파수 offset 에 민감하며, 송신 신호의 진폭의 변화가 심한 단점이 있다.

OFDM 신호는 기저대역에서 식은

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T}} d_{n,i} e^{j2\pi f_i t} p(t - nT) \quad (3.7)$$

이다. 여기서 N 은 부반송파의 개수, C 는 신호의 전력에 관련된 상수, T 는 OFDM 심볼의 길이, $d_{n,i}$ 는 n 번째 신호 구간 $[nT, (n+1)T]$ 에서 i 번째 부채널을 통해 전송되는 심볼, f_i 는 i 번째 부반송파의 주파수이다. $p(t)$ 는 $0 \leq t \leq T$ 에서 값이 1, 그 외의 시간에서는 값이 0인 펄스 성형 함수이다. 부반송파 주파수들 사이에는 직교성이 성립해야 하므로 $f_i = i/T$ 의 관계를 갖는다.

OFDM의 기본원리는 고속 전송률을 갖는 데이터 열을 낮은 전송률을 갖는 다수의 데이터 열로 나누고 이들을 부반송파를 이용하여 동시에 전송하는 것이다. OFDM 시스템은 각 부채널별로 입력 신호를 변조 성상도에 매핑하여 부채널을 형성하고 이후 OFDM 데이터 심볼 길이만큼의 부채널을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한다. 이후에 CP(cyclic prefix)를 추가한 후 RF 처리해서 신호를 송출하게 된다. 수신부는 송신부의 역기능으로 구성된다. 송신부의 구성도는 그림 3-4에 나타내었다.

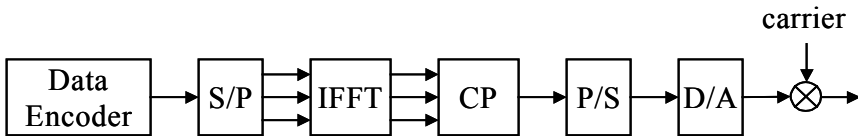


그림 3-4. OFDM 시스템 구성도(송신부)

Fig. 3-4. Block diagram of OFDM System (Transmitter).

OFDM 은 MCM(Multi-Carrier Modulation)방식으로 각 부반송파간의 spacing 은 $1/T$ 의 배수 간격이다. 여기서 T 는 부반송파별 심볼 주기이다. 부반송파의 수가 9 일 때 OFDM 신호의 스펙트럼을 그림 3-5 에 나타내었다.

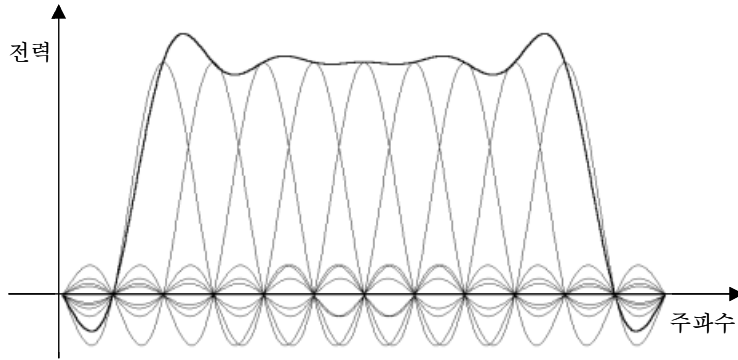


그림 3-5. OFDM 신호의 스펙트럼 스펙트럼

Fig. 3-5. Frequency spectrum of OFDM Signal.

부반송파간 간격을 $1/T$ 의 배수로 하면 부반송파에 변조된 신호의 스펙트럼들이 겹치더라도 부반송파들 간에는 직교성(orthogonality)이 성립하므로 부반송파로 변조된 신호를 구분하여 복조해낼 수 있다. OFDM 의 가장 큰 장점은 다중 경로 확산에 강하다는 것인데, 이는 입력 데이터열을 N_s 개의 부채널로 나누어 심볼 구간을 N_s 배 증가시켜 심볼 주기에 대한 다중경로 확산을 N_s 배 감소시킬 수 있기 때문이다. 또한 심볼간 간섭도 N_s 배 감소되는 효과가 있다. 심볼간 간섭을 거의 완벽하게 제거하기 위해서 보통 심볼 간에 보호구간을 삽입하게 되는데 이 보호구간에 CP 를 추가하게 되면 다중경로 확산환경에서도 부반송파간 간섭을 제거할 수 있다. 단 CP 구간은 지연 프로파일에서 최대 지연 시간보다 길어야 한다. OFDM 응용 시스템에서는 보통 심볼의 25%가량을 CP 구간으로 설정한다. CP 는 IFFT 한 결과신호에서 보호구간 만큼의 신호 끝 부분을 복사해서 심볼 앞에 위치시킨 것이다[8].

3.3 OFDM 을 적용한 시공간 트렐리스 부호

두개의 전송 다이버시티를 이용한 시공간 트렐리스 부호를 가진 OFDM 시스템은 그림 3-6 과 같다.

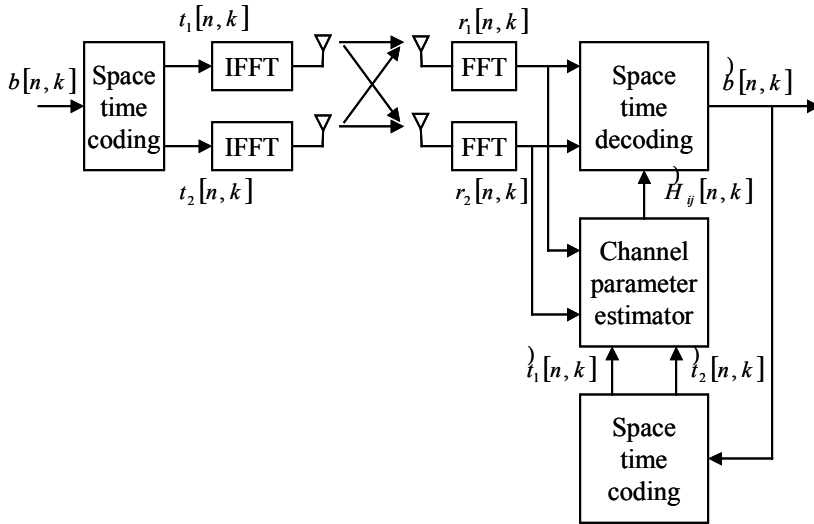


그림 3-6. OFDM 을 적용한 시공간 트렐리스 부호

Fig. 3-6. Space time trellis code for OFDM.

시간 n 에서 이진 데이터 블록 $\{b[n, k]: k=1,2,\Lambda, \}$ 은 $i=1,2$ 에서 $\{t_i[n, k]: k=1,2,\Lambda, K\}$ 의 두개의 다른 신호로 부호화 된다. 이 신호들은 OFDM 의 블록을 형성한다. 두개의 전송 안테나는 $t_1[n, k]$ 와 $t_2[n, k]$ 변조된 OFDM 신호를 동시에 전송한다. 각 안테나에 수신된 신호의 FFT 출력은 잡음을 받은 두개의 전송된 신호의 중첩이다. 수신된 신호의 FFT 출력은

$$r_j[n, k] = \sum_{i=1}^2 H_{ij}[n, k] t_i[n, k] + w_j[n, k] \quad (3-8)$$

이다. $r[n, k]$ 는 수신 신호 벡터이고, $r[n, k]$ 은

$$r[n, k] \equiv \begin{pmatrix} r_1[n, k] \\ r_2[n, k] \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

이다. $\hat{H}[n, k]$ 는 추정되는 채널 파라미터이고, $\hat{H}[n, k]$ 은

$$\hat{H}[n, k] \equiv \begin{pmatrix} \hat{H}_{11}[n, k] & \hat{H}_{21}[n, k] \\ \hat{H}_{12}[n, k] & \hat{H}_{22}[n, k] \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

이다. $\hat{t}[n, k]$ 는 추정 신호 벡터이고, $\hat{t}[n, k]$ 은

$$\hat{t}[n, k] \equiv \begin{pmatrix} \hat{t}_1[n, k] \\ \hat{t}_2[n, k] \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

이다. 복호기에 필요한 채널 파라미터는 채널 추정기(channel estimator)를 사용하여 얻을 수 있다. 식(3.8)에서 구해진 수신된 신호의 FFT 출력으로 브랜치 매트릭인 BM 을 구하고, BM 은

$$BM[n, k] = \left\| r[n, k] - \hat{H}[n, k] \hat{t}[n, k] \right\|^2 \quad (3.12)$$

이다. 여기서 $\|*\|$ 유클리드 거리를 표시하고 있다. 구해진 BM 에 의해 비터비 복호기에 입력되어 복호하면 된다[9],[10].

4.3 OFDM 을 적용한 시공간 블록 부호

OFDM 을 적용한 시공간 블록 부호는 다음 그림과 같다. 변조된 심볼은 Alamouti 방식을 사용하여 부호화 된다.

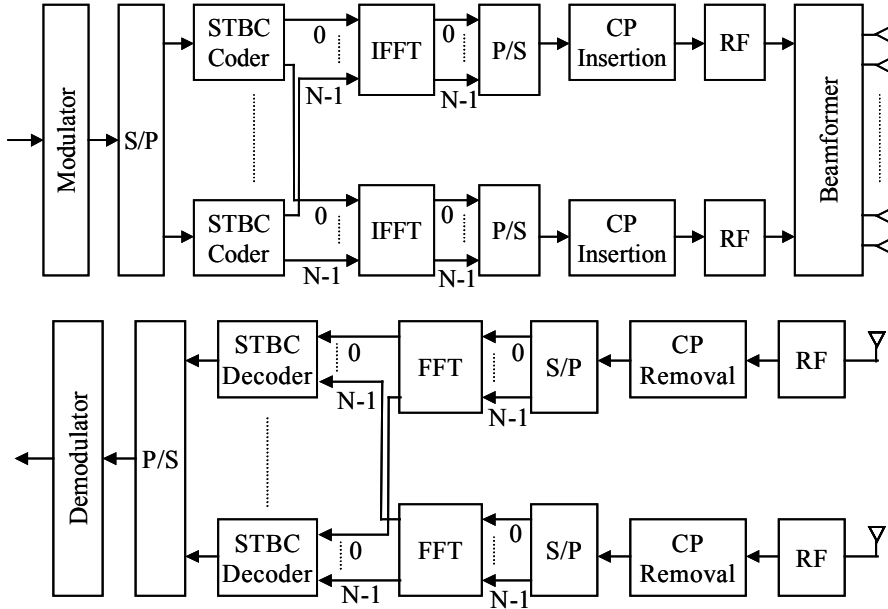


그림 3-7. OFDM 을 적용한 시공간 블록 부호

Fig. 3-7. Space time block code for OFDM.

시공간 부호화된 심볼 쌍은 각각의 빔에 같은 주파수의 반송파를 사용한다. 아날로그 필터에 왜곡이 없고, 송신기에서 전력 증폭기가 선형이고, 수신기에서 완전한 동기가 된다고 가정하자. m 번째 빔에서 k 번째 반송파의 i 번째 시공간 부호화된 심볼을 $c_m(k, i)$ ($m=1,2$)라 하자. 그때 m 번째 빔에서 전송 신호 $s_m(t)$ 은

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\nu-1} c_m(k, i) e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} g(t-iT_s) \quad (3.13)$$

이다. 여기서 ν 는 반송파 수이다. f_k 는 k 번째 반송파 주파수로써 다음 식과 같다.

$$f_k = f_o + \frac{k}{t_s} \quad (3.14)$$

f_o 와 t_s 는 각각 반송파의 가장 낮은 주파수와 OFDM 심볼의 데이터 주기이다. T_s 는 $T_s = t_s + \Delta$ 로 주어지는 OFDM 심볼 주기이고, 여기서 Δ 는 보호 구간이다. 각각의 OFDM 심볼의 펄스 파형인 $g(t)$ 는

$$g(t) = \begin{cases} 1 & , \quad (-\Delta \leq t \leq t_s) \\ 0 & , \quad (t < -\Delta, t > t_s) \end{cases} \quad (3.15)$$

이다. 안테나 n 에서 m 번째 빔의 수신된 신호는

$$r_{nm}(t) = s_m(\tau) * h_{nm}(\tau; t) + n(t) \quad (3.16)$$

이다. 여기서 $*$ 는 컨벌루션이고 $n(t)$ 는 복소 가우시안 노이즈다. 시간 iT_s 에서 k 번째 반송파의 FFT 출력 $r_{nm}(k, i)$ 은

$$r_{nm}(k, i) = \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{t_s+iT_s} r_{nm}(t) e^{-j2\pi f_k(t-iT_s)} dt \quad (3.17)$$

이다. $r_{nm}(k, i)$ 을 시공간 블록 부호의 복호기에 입력하여 복호하면 된다 [11].

제 4 장 시뮬레이션에 의한 시공간 부호의 성능 분석

본 장에서는 시공간 트렐리스 부호는 안테나 수와 상태 수에 따라서 성능을 분석하고, 시공간 블록 부호는 변조 방식과 안테나 수에 따라서 성능 차이를 분석한다. 그리고, OFDM 을 적용한 시공간 부호에 대해서 시뮬레이션 했다.

4.1 OFDM 을 적용하지 않은 경우

본 절에서는 시공간 트렐리스 부호에 대한 성능을 페이딩 채널 환경에서 분석하였다. 그림 4-1 는 QPSK 변조를 하고, 두개의 전송 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용하고, 프레임의 길이가 130 인 시공간 트렐리스 부호를 상대 수에 따라서 시뮬레이션 결과이다. 32 상태와 16 상태의 성능은 거의 일치한다. 그리고, 프레임 에러율(frame error rate)이 10^{-1} 에서 32 상태와 4 상태는 약 1.5dB 정도의 성능 차이가 있다.

그림 4-2 는 QPSK 변조를 하고, 두개의 전송 안테나와 두개의 수신 안테나를 사용하고, 프레임의 길이가 130 인 시공간 트렐리스 부호를 상대수에 따라서 시뮬레이션 결과이다. 32 상태, 16 상태, 그리고 8 상태의 성능 차이가 별로 나지 않는다. 그러나, 프레임 에러율이 10^{-1} 에서 32 상태와 4 상태는 약 2.7dB 정도의 성능 차이가 있다. 상대 수에 따라서 성능 차이가 나는 것은 상태 수가 증가하면 코딩 이득이 커지기 때문이고 안테나 수를 증가시키면 다이버시티 이득이 증가하기 때문에 성능 우수해진다.

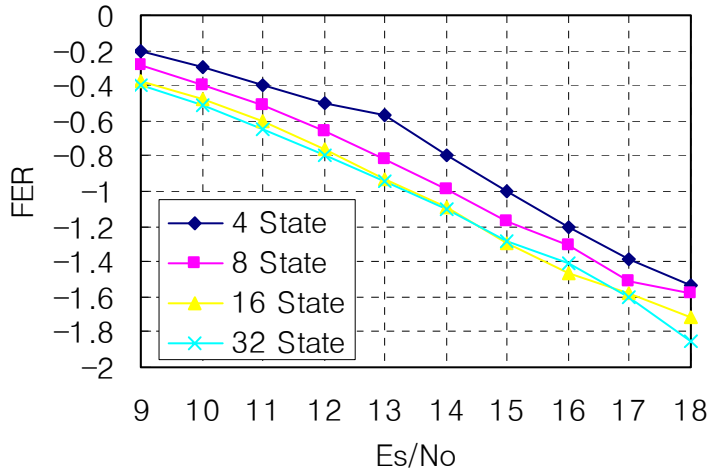


그림 4-1. 한 개의 수신안테나와 두개의 전송안테나를 가진 QPSK 의 성능

Fig. 4-1. Performance of QPSK with one receive and two transmit antenna.

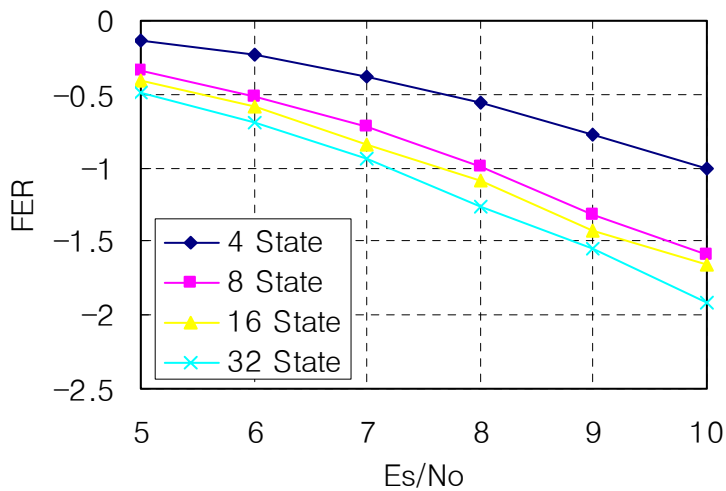


그림 4-2. 두개의 수신안테나와 두개의 전송안테나를 가진 QPSK 의 성능

Fig. 4-2. Performance of QPSK with two receive and two transmit antenna.

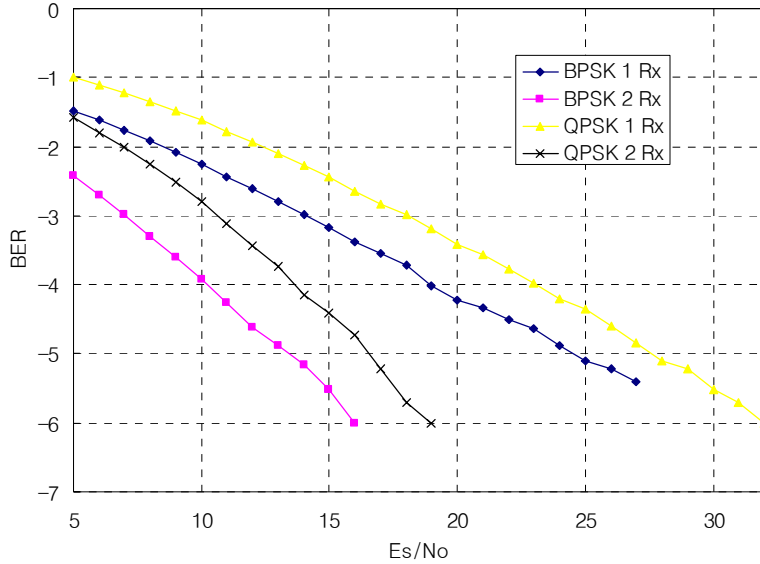


그림 4-3 안테나 수에 따른 시공간 블록 부호의 성능

Fig. 4-3. Performance of space time block codes versus antenna number.

그림 4-3 는 시공간 블록 부호의 성능 분석이다. BPSK 와 QPSK 에 대해서 수신 안테나 수에 따라서 분석했다. 시간 슬롯이 p 이고 전송 심볼 k 일 때, 데이터 전송율 R 은 k/p 이다. 여기서는 시간 슬롯이 2 이고 전송 심볼 수도 2 이므로 전송율은 1 bit/s/Hz 이다. 수신 안테나 수가 많을 때 성능이 우수함을 알 수 있다. 비트 에러율(bit error rate) 10^{-5} 에서 BPSK 와 QPSK 양쪽 모두 수신 안테나 수가 두개 일 때 약 3dB 정도의 성능 개선됨을 알 수 있다. 이 이유는 안테나를 많이 사용하면 다이버시티 이득이 증가하기 때문이다. 그러나, 안테나 수를 증가시키면 복호 과정이 복잡해진다.

4.2 OFDM 을 적용한 경우

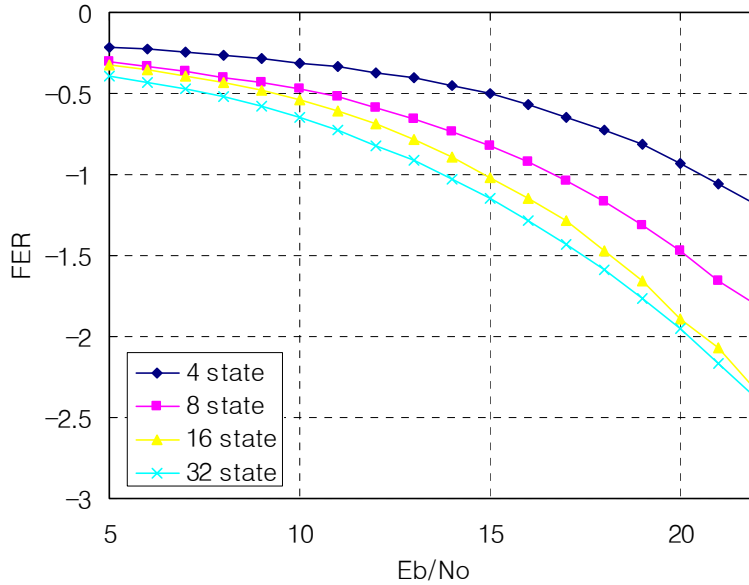


그림 4-4. OFDM 을 적용한 시공간 트렐리스 부호의 성능

Fig. 4-4. Performance of space time trellis code for OFDM.

그림 4-4 는 두개의 전송 안테나와 두개의 수신 안테나를 사용하여 OFDM 을 적용한 시공간 트렐리스 부호의 성능 분석이다. QPSK 변조 방식을 사용하였으며, 32 상태와 16 상태 성능 차이가 별로 나지 않는다. 그러나, 프레임 에러율이 10^{-1} 에서 32 상태와 4 상태는 약 7dB 정도의 성능 차이가 있다.

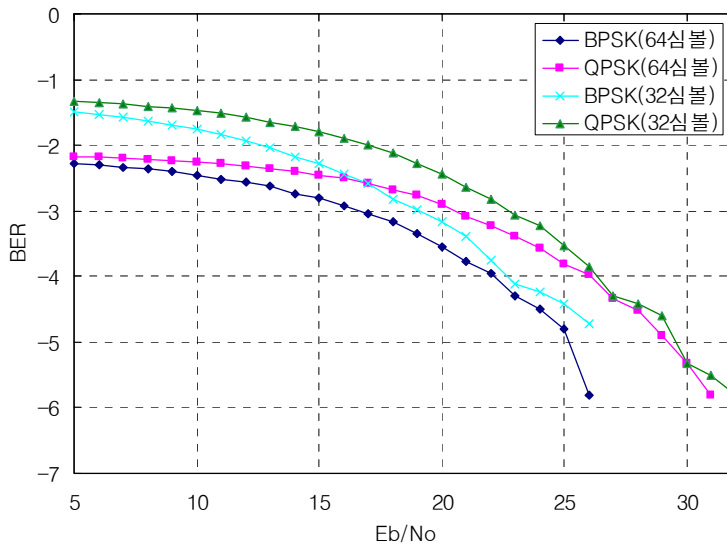


그림 4-5. OFDM 을 적용한 시공간 블록 부호의 성능

Fig. 4-5. Performance of space time block code for OFDM.

그림 4-5 는 두개의 송신 안테나와 두개의 수신 안테나를 사용하고 OFDM 을 적용한 시공간 블록 부호의 성능 분석이다. BPSK 와 QPSK 에 대해서 OFDM 에 입력되는 심볼 수에 따라서 성능을 분석했다. OFDM 에 입력되는 심볼 수 64 개 일 때 SNR 이 낮으면 성능이 32 개의 입력 심볼 보다 성능이 우수하지만, SNR 이 높아지면 성능이 거의 비슷하게 되는 것을 알 수 있다.

제 5 장 결 론

시공간 부호는 다중 전송 안테나와 다중 수신 안테나를 가진 이동 무선 통신의 새로운 코딩과 신호를 처리하는 구조이다. 이 기술은 채널 용량과 전송 데이터 율을 향상시킬 수 있다. 시공간 부호에는 두개의 다른 형태인 시공간 트렐리스 부호와 시공간 블록 부호가 있다. 시공간 트렐리스 부호는 전송 대역폭의 손실 없이 최대 다이버시티 이득과 코딩 이득을 제공한다. 그리고, 시공간 블록 부호는 부호기와 복호기가 간단하고, 최대 다이버시티 효과는 얻을 수 있으나 전송률과 성능이 감소한다. 이 논문에서는 시공간 트렐리스 복호화 방식을 제안하였으며, 제안한 복호 방식으로 성능 분석 결과 안테나 수를 증가시켜 다이버시티 이득을 크게 함으로써 무선 통신에서 데이터 전송율과 채널 용량을 향상시킬 수 있고, 상태 수를 증가시켜 코딩 이득을 크게하여 지연 다이버시티효과와 비슷한 4 상태와 코딩 개념이 도입된 32 상태를 비교하면 약 3dB 정도의 성능이 개선됨을 시뮬레이션하여 확인하였다.

나아가서, 다중경로 무선 채널에서 높은 전송률로 신호를 보낼 수 있는 OFDM 의 스펙트럼 효율이 좋은 다중 반송파 전송 방식으로서 채널의 가용 주파수 대역 안에서 다수의 직교 부 반송파를 이용하여 입력 데이터열을 전송하는 방식이다. OFDM 에 시공간 트렐리스 부호와 시공간 블록 부호를 적용시켜 성능을 분석하였다. 분석 결과 OFDM 을 적용한 시공간 트렐리스 부호의 경우 4 상태 보다 32 상태가 7dB 정도의 성능이 개선됨을 확인했다.

향후 과제는 데이터 전송율과 다이버시티 효과가 더 우수한 직렬 혹은 병렬로 연결된 시공간 터보 부호와 버스트 에러에 강한 인터리빙 기술을 적용시키는 방식에 관한 연구와 칩으로 구현 하는 것이 요망된다.

참고문헌

- [1] Vahid Tarokh, Nambi Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, No. 2, pp. 744-765, March 1998.
- [2] N. Seshadri, V. Tarokh, A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Code Construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, No. 2, pp. 637-641, 1998.
- [3] Vahid Tarokh, Ayman Naguib, Nambi Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-Time Code for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criteria in the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility, and Multiple Paths," *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 47, No.2, pp. 199-207, February 1999.
- [4] Ran Gozali, Brian D. Woerner, "Applying the Calderbank-Mazo Algorithm to Space-Time Trellis Coding," *Proceedings of the 2000 IEEE Southeaston*, pp. 309-314, April 2000.
- [5] Siavash M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [6] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-Time Block Codes for Wireless Communication: Performance Results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, March 1999.
- [7] Vahid Tarokh, Hamid Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [8] 황운철, 김기선, "OFDM 을 이용한 광대역 무선 통신 시스템의 현황 및 문제점", *한국통신학회지*, Vol.16, No. 10, pp. 24-41, October 1999.
- [9] Dakshi Agrawal, Vahid Tarokh, Ayman Naguib, Nambi Seshadri "Space-Time Coded OFDM for High Data-Rate Wireless Communication over Wideband

- Channels,” in *48th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, pp. 2232-2236, May 1998.
- [10] Ye Li, Nambirajan Seshadri, Sirikiat Ariyavisitakul, “Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.17, No. 3, pp. 461-471, March 1999.
- [11] Ye Li, Justin C. Chuang, Nelson R. Sollenberger, “Transmitter Diversity for OFDM Systems and Its Impact on High-Rate Data Wireless Networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.17, No. 7, pp. 1233-1243, July 1999.
- [12] Vahid Tarokh, Ayman Naquib, Nambi Seshafri, Fovort Calderbank, “Combined Array Processing and Space-Time Coding,” *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 4, pp. 1121-1128, May 1999.
- [13] Sumeet Sandhu, Robert W. Heath Jr., Arogyaswami Paulraj, “Space-Time Block Codes versus Space-Time Trellis Codes,” *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Communications Record*, Vol. 4, pp.1132-1136, June 2001.
- [14] Vahid Tarokh, Ayman Naquib, Nambi Seshafri, Fovort Calderbank, “Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criteria in the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility, and Multiple Paths,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, No. 2, pp. 199-207, February 1999.
- [15] Justin Chuang, Nelson Sollenberger, “Beyond 3G: Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 78-87, July 2000.
- [16] Paul H. Moose, “A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, No. 10, pp. 2908-2914, October 1994.
- [17] Ayman F. Naguib, Namgi Seshafri, A.R. Calderbank, “Space-Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communications,” *IEEE Signal Processing Magazine*, pp.76-92, May 2000.

감사의 글

한국해양대학교 전과공학과 대학원 생활이 벌써 2 년이라는 시간이 흘러 이렇게 졸업논문을 만들게 되었습니다. 먼저, 지금 캐나다에 계시는 지도교수 정지원 교수님께 감사합니다. 눈이 많이 오는 날도 출근하셔서 저를 지도하셨고 항상 따뜻한 격려를 해주시고 미흡한 저를 지금까지 이끌어주셔서 감사합니다. 그리고 한학기 동안 지도교수를 맡아 주시고 많은 관심을 가져주신 김기만 교수님, 논문의 미비점을 보완하여 보다 충실한 내용이 될 수 있도록 논문 심사를 맡아주신 김동일 교수님께 감사드리며, 항상 새로운 가르침을 주시고, 조언을 아끼지 않으셨던 조형래 교수님, 강인호 교수님, 지금은 일본에 계신 민경식 교수님께도 감사드립니다.

항상 옆에서 같이 어려움을 나누고 함께 연구한 상명이와 상훈이, 졸업은 했지만 물심양면으로 많은 도움을 준 재범이와 상우, 졸업논문을 쓰기 위해 연구실에 들어와서 힘든 사항에서도 군소리 없이 묵묵히 따라와 준 학부생 성준, 태길, 승현, 승민, 건희, 민정에게 고마움을 전하며, 다른 연구실의 인식, 철승이를 비롯한 연구실에서 대학원 생활을 같이 한 대학원생들에게 감사의 마음을 전하며, 학부생 상조, 정광이, 세진에게도 감사의 마음을 전합니다. 또한 직장에서 열심히 일하면서 나를 걱정하고 격려해준 선호, 기호, 재욱이, 동진이, 동철이, 효신이, 원일이와 동의대학교 대학원 친구에게 감사함과 앞으로의 무궁한 발전을 기대합니다. 비록, 지금 나와는 다른 처지에 있지만 나에 대한 변함없고 한결 같은 믿음으로 응원해준 고향친구 승환, 시완, 송문, 상욱이에게 감사와 더불어 따뜻한 우정의 마음을 전합니다.

마지막으로, 지금까지 저를 사랑으로 키워주시고 보살펴주신 부모님에게 감사하며, 또한 부족한 동생을 많은 관심으로 다독겨려주신 누님과 자형의 관심이 큰 힘이 되었으며, 형에게 항상 따뜻한 마음으로 대해준 동생 민철이와 우리의 새 가족이 된 재수에게도 감사합니다.

이렇게 모든 분들의 그 은혜에 보답하기 위해 안이한 생각을 하지 않고 최선을 다해서 항상 발전하는 모습으로 보답하겠습니다.