

# 다중 경로 채널에서 공간-시간 트렐리스 부호화된 OFDM의 일반화된 준최적 검파

## Generalized Principal Ratio Combining of Space-Time Trellis Coded OFDM over Multi-Path Fading Channels

김 영 주

Young-Ju Kim

### 요 약

페이딩 채널에서 공간-시간 트렐리스 부호화된 OFDM 시스템을 제안하고, 시간 영역에서 제안된<sup>[4]</sup> principal ratio combining(PRC)와 일반화된 PRC(GPRC)의 수식을 이론적으로 주파수 영역에서 새롭게 분석한다. 시간 영역에서와 마찬가지로 GPRC 기법은 ML 및 PRC 기법을 분할하여 성능과 수신기 복잡도 간의 유연한 tradeoff를 활용할 수 있다. M진 PSK 변조 방식을 이용하는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 주파수 플랫 및 주파수 선택적 페이딩에서 성능을 검증한다. 또한, 세 가지 수신 기법간의 수신기 복잡도와 시뮬레이션 시간을 비교 검토한다.

### Abstract

We present a space-time trellis coded OFDM system in slow fading channels. Generalized principal ratio combining (GPRC) is also analyzed theoretically in frequency domain. The analysis shows that the decoding metric of GPRC includes the metrics of maximum likelihood(ML) and PRC. The computer simulations with M-PSK modulation are obtained in frequency flat and frequency selective fading channels. The decoding complexity and simulation running times are also evaluated among the decoding schemes.

Key words : MIMO, OFDM, Space-Time Coding, STTC, Grouping

### I. 서 론

다중 안테나를 이용한 MIMO 시스템의 등장으로 대역폭의 증가 없이 고품질, 대용량의 데이터 전송이 가능해졌다. 이로 인해 과거의 SISO 시스템보다 매우 저렴한 비용과 데이터 전송률 그리고 개선된 통신 환경 등 보다 향상된 시스템 성능을 구현할 수 있어 최근에 각광을 받고 있다<sup>[1]</sup>. 하지만 다중 안테나의 증가에 따라 MIMO 시스템의 용량은 선형적으로 증가되어야 하는데, 이를 위해서는 이론적으로

각 안테나 간의 특성들이 서로 독립적이어야 한다. 하지만 실제 통신 환경에서 이러한 독립적인 특성들을 구별해 내기에는 다소 어려운 점들이 발생한다. 그래서 이를 해결하기 위한 방법으로 시공간 트렐리스 부호(Space Time Trellis Code: STTC) 기법이 제안되었다. STTC 기법은 전송률, 다이버시티 이득, 복호기 복잡도 등을 고려하여 Tarokh가 기술한 참고문헌 [2]에서와 같이 최적으로 설계할 수 있다.

지금까지의 STTC 복호화 기법은 최대 우도(Maximum Likelihood: ML) 기법, PRC(Principal Ratio Com-

「이 논문은 2007년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음(This work was supported by the research grant of the Chungbuk National University in 2007).」

충북대학교 정보통신공학과(School of Electrical & Computer Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20071221-149

· 수정완료일자 : 2008년 2월 19일

binning) 기법, 그리고 GPRC(Generalized Principal Ratio Combining) 기법 등을 이용하여 구현되었는데, 이러한 기법들은 참고문헌 [3], [4]에서 제안된다.

우리는 시스템 성능을 향상시키기 위한 방법으로 최근 3세대 이동 통신의 여섯 번째 국제 표준으로 승인된 와이브로(wibro)<sup>[6]</sup> 기술 문서에서 제안된 OFDM 기술에 MIMO 기술을 적용한 STTC-OFDM을 가지고 GPRC 기법에 대한 성능 연구와 플랫폼 페이딩 채널과 주파수 선택성 페이딩 채널을 가지는 시스템에서 ML 기법, PRC 기법, 그리고 GPRC 기법들을 적용하여 각각의 성능을 측정하여 비교하였다.

본 논문에서는 각 복호기들간의 복잡도와 성능간의 관계를 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통해 확인하고, 이를 통해 통신 기법과 관련된 설계자들이 최적의 복호기 구조를 선택할 수 있도록 최적의 규칙을 제시하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장은 기존의 수신기 모델과 시스템을 정리한다. 3장은 새롭게 제안된 GPRC 기법을 이용한 STTC-OFDM의 복호화 이론을 기술한다. 4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통해 본 논문에서 제안된 방식의 성능을 검증하며, 마지막으로 5장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

우리는  $M_T$ 개의 송신 안테나와  $M_R$ 개의 수신 안테나를 가지는 OFDM 시스템에서 대역폭은  $K$ 개로 이루어지며, 다중 경로 페이딩 채널은 채널 지연이  $1 \leq l \leq L$ 의 범위를 가지는  $l$ 개의 심벌 구간으로 구성된  $L$ 개의 비상관성 경로로 이루어진 시스템을 고려하였다. 이 때,  $L=1$ 인 경우는 플랫폼 페이딩 채널을 가진다.  $n_{cp}$ 개의 심벌 구간의 길이를 가지는 cyclic prefix(CP)는 각각의 OFDM 프레임에 추가되어진다.

타임 슬롯  $l$ 에 대해  $k$ 번째 tone을 통과하는 수신된 심벌이 식 (1)과 같이 계산된다<sup>[5]</sup>.

$$Y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} H[k]X[k] + N[k] \quad (1)$$

$X[k] = [x_1[k], x_2[k], \dots, x_{M_T}[k]]^T$ 는 송신된 심벌이며,  $Y[k] = [y_1[k], y_2[k], \dots, y_{M_R}[k]]^T$ 는 수신된 심벌이다.  $N[k] = [n_1[k], n_2[k], \dots, n_{M_R}[k]]^T$

는 평균이 0, 분산이  $N_0/2$ 인 independent complex로 계산된 AWGN이다. 그리고  $H[k]$ 는 식 (2)로 계산되는데,  $M_R \times M_T$ 의 크기를 가지는 행렬로서, 각각의  $k$ 번째 tone과 상관되는 채널의 주파수 응답을 나타낸다.

$i$ 번째 송신 안테나와  $j$ 번째 수신 안테나 사이에서의 채널은 주파수 선택성 페이딩 채널이라고 가정한다. 타임 도메인에서 채널의 임펄스 응답은 식 (2)와 같이 계산된다.

$$H[k] = \sum_{l=1}^L A[l] e^{-j2\pi k n_{cp} l K} \quad (2)$$

$A[l]$ 은 채널의 임펄스 응답 행렬이며,  $L$ 은 최대 행렬 길이를 나타낸다<sup>[3]</sup>.

수신기가 완벽한 채널 상태 정보를 가지고 있다면,  $X[k]$ 가 전송되었을 때 ML 복호기는 codeword  $C[k] = [c_1[k], c_2[k], \dots, c_{M_T}[k]]^T$ 가 결정된다. 그래서 복호기는  $\sum_{i=1}^{M_R} |y_i[k] - \sum_{j=1}^{M_T} H_{j,i}[k]c_j[k]|$ 와 같은 계산 과정을 통해 결정을 내리게 된다. 이러한 행렬식의 복잡도는 수신 안테나 수와 부호 구조에 의해 결정된다.

## III. GPRC in STTC-OFDM

Tarokh가 기술한 참고문헌 [3]에서 수신기는 단위 길이가 1인 고유 벡터  $A[k] = [\lambda_1[k], \lambda_2[k], \dots, \lambda_{M_R}[k]]$ 와 수신된 부호  $Y[k]$ 가 선형적으로 결합하게 된다. 그래서 PRC 기법은 식 (3)과 같이 계산된다.

$$R[k] = A[k]Y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} A[k]H[k]X[k] + A[k]N[k] \quad (3)$$

수신된 심벌들이  $Q$ 개의 그룹으로 구분되어질 때,  $A[k]$  또한  $A[k] = [A_1[k], A_2[k], \dots, A_Q[k]]$ 처럼  $Q$ 개의 그룹으로 나누어진다. 그리고 각 그룹들은  $p_0=0, p_Q=M_R$  그리고  $q=1, 2, \dots, Q$ 으로 계산된  $A_q[k] = [\lambda_{p_{q-1}+1}[k], \lambda_{p_{q-1}+2}[k], \dots, \lambda_{p_q}[k]]$ 으로 표현된다. 본 논문에서 제안된 방법으로 식 (1)을 다시 표현하면 아래의 식 (4)와 같다.

$$R[k] = \sum_{j=1}^{M_R} \lambda_j[k] y_j[k] = \sum_{q=1}^Q R_q[k] \quad (4)$$

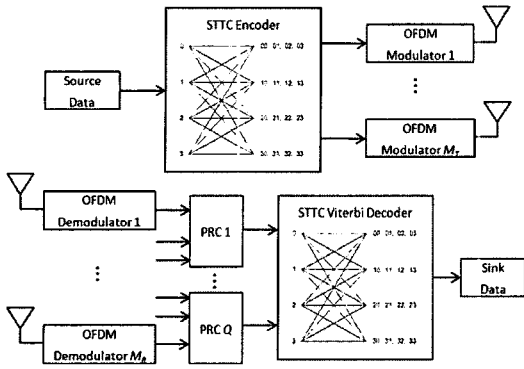


그림 1. 제안된 복호화 이론의 블록 다이어그램  
Fig. 1. Block diagram of proposed decoding scheme.

이 때  $R_q[k]$ 는 다음과 같다.

$$R_q[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \Lambda_q[k] H_q[k] X[k] + \Lambda_q[k] N_q[k] \quad (5)$$

새로운 페이딩 계수  $\phi_q[k] = \Lambda_q[k] H_q[k]$ 를 가지는 새로운 수신된 심벌을  $R_q[k]$ 라 정의한다. 여기서  $H_q[k]$ 는 식 (6)에서처럼 주어진다.

$$H_q[k] = \begin{bmatrix} H_{\rho_{q-1}+1,1}[k] & \cdots & H_{\rho_{q-1}+1,M_T}[k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{\rho_q+1,1}[k] & \cdots & H_{\rho_q+1,M_T}[k] \end{bmatrix} \quad (6)$$

따라서 수신기는  $\Lambda_q[k]$ 에 대한 계산과정을 수행하면 된다. 참고로 고유벡터  $\|A_q[k]\| = 1$ 로부터 선형 결합 이후 잡음 전력은 상수이다.

새로운 페이딩 계수인  $\phi_q[k]$ 의 최대값을 구하기 위해  $A_q[k] = \Omega_q[k][\Omega_q[k]]^H$ 라는 변수를 나타낼 수 있는데,  $\Omega_q^H$ 는  $\Omega_q$ 의 conjugation 변환이다.

$$\Omega_q[k] = \begin{bmatrix} \overline{H_{\rho_{q-1}+1,1}[k]} & \cdots & \overline{H_{\rho_{q-1}+1,M_T}[k]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \overline{H_{\rho_q+1,1}[k]} & \cdots & \overline{H_{\rho_q+1,M_T}[k]} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\|\phi_q[k]\|_F^2 = \Lambda_q[k] A_q[k] [\Lambda_q[k]]^H \quad (8)$$

식 (8)에서 최대값을 얻기 위한 방법으로  $A_q[k]$ 의 eigenvector인  $\Lambda_q[k]$ 를 선택한다.  $A_q[k]$ 와  $\Lambda_q[k]$ 를 계산하면, 수신기는  $\phi_q[k]$ 와  $R_q[k]$  또한 계산할 수 있다. 이후 행렬 크기가 최소가 되도록 식 (9)

와 같은 codeword를 결정한다.

$$D[k] = \arg \min_{C[k]} \sum_{q=1}^Q |R_q[k] - \phi_q[k] C[k]| \quad (9)$$

본 논문에서 제안된 방법은  $M_R/Q$ 에 대한 인자를 반영하여 복호기의 복잡도를 감소시킨다.  $Q = M_R$ 일 경우에는 ML 기법과 동일하다.

$1 < Q < M_R$ 일 때에는 각 그룹의 요소들의 수를 어떻게 결정해야 하는지에 대한 문제가 발생한다. 고유분배는 시스템의 구성에 있어 더 나은 성능을 가질 수 있도록 결정하는 중요한 것이다. 이와 관련된 그룹핑 규칙에 대한 정의와 성능 지표, 그리고 최적의 구성 방법에 관한 내용은 참고문헌 [4]에서 나타난 것과 같으며, 이를 요약하면 다음과 같다.

그룹으로 구성이 될 수 있는 가능한 수는 수신 안테나의 수 또는 부호 상태가 선형적으로 증가할 때 기하급수적으로 증가한다. 그래서 모든 구성된 수들의 성능지표(Performance Index: PI) 들을 계산하고 비교한 후에 다음과 같은 두 가지 규칙을 정의한다.

- 만약  $M_R/Q$ 가 정수일 경우: 각 그룹들의 요소들의 수는  $M_R/Q$ 이다.
- 만약  $M_R/Q$ 가 정수가 아닐 경우: 각 그룹들의 요소들의 수는  $M_R/Q$ 에 가장 가까운 정수이다.

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

플랫 페이딩 채널과 주파수 선택성 페이딩 채널을 기반으로 한 무선 통신 채널에서 우리가 새롭게 제안된 STTC-OFDM 시스템의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 입증하였는데, 4-state QPSK와 8-state 8PSK 변조 방식을 각각의 시뮬레이션에 적용한다.

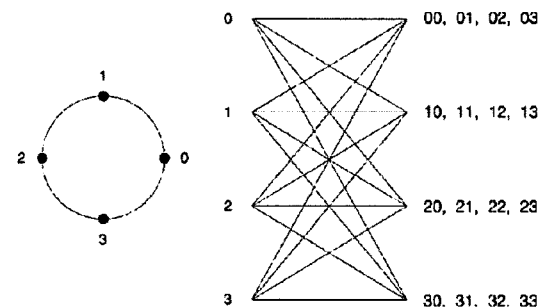


그림 2. 4-states QPSK 시공간 트렐리스 부호  
Fig. 2. 4-states QPSK space time trellis code.

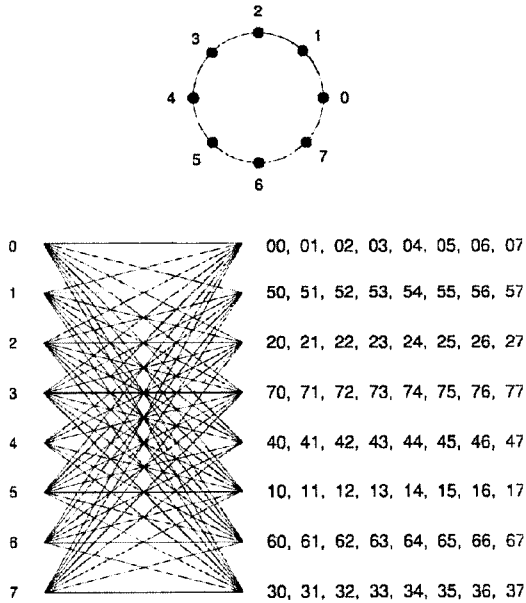


그림 3. 8-states 8PSK 시공간 트렐리스 부호  
Fig. 3. 8-states 8PSK space time trellis code.

표 1. 복호기 복잡도 비교

Table 1. Decoder complexity comparison.

(Million)	ML	PRC	GPRC
Multiply	1.28	0.32	0.64
Add	1.92	0.48	0.96

OFDM 시스템에는 최근 3세대 이동 통신의 여섯 번째 국제 표준으로 승인된 와이브로(wibro) 기술<sup>6)</sup>로서 tone 간격이 9.765625 kHz인 1,024 tones로 구성된 8.75 MHz의 사용 가능한 대역폭과 102.4  $\mu$ s의 OFDM 프레임 주기를 적용한다. 또한, 심벌간 간섭(ISI)를 줄이기 위해 12.8  $\mu$ s의 길이를 가지는 cyclic prefix를 각 프레임에 적용한다.

시뮬레이션 결과를 나타내기 위해 우리는 먼저 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 규정한다.  $Q=2$ 일 때, 수신 안테나를 2개의 그룹으로 나누고, Config. 1은 각각의 그룹에 2개의 수신 안테나들을 그룹으로 규정한 것이고, Config. 2는 수신 안테나 3개를 하나의 그룹으로 그룹핑하고, 나머지 수신 안테나를 하나의 그룹으로 규정한 것이다.

#### 4-1 시뮬레이션 복잡도 및 동작 시간 비교

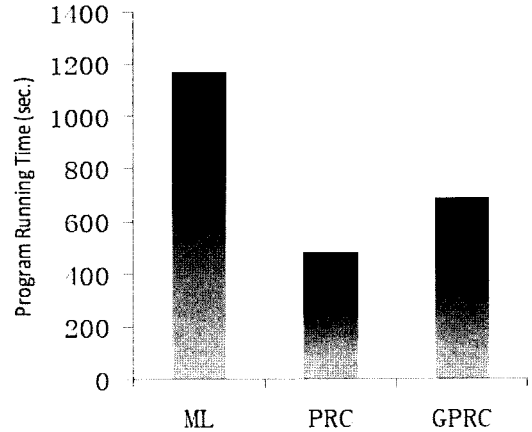


그림 4. 시뮬레이션 동작 시간 비교  
Fig. 4. Simulation running time comparison.

표 1은 4-state QPSK 변조방식을 이용하여 주파수 선택적 페이딩 채널에서 160,000개의 심벌들을 시뮬레이션 하였을 경우 나타난 Metric의 복잡도를 보여준다. GPRC 기법에 대한 복잡도가 ML 기법에 대해서는 감소하지만, PRC 기법에 대해서는 증가함을 나타낸다.

그림 4는 표 1과 동일한 시뮬레이션 환경에서의 각 기법에 대한 Matlab 시뮬레이션의 복호기 동작 시간을 보여준다. GPRC 기법에 대한 동작 시간이 ML 기법에 대해 빠르지만, PRC 기법에 대해서는 느리다는 것을 나타낸다.

#### 4-2 플랫 페이딩 채널에서의 성능

그림 5와 6에서 우리는 플랫 페이딩 채널에서 GPRC 기법의 성능을 증명한다.

그림 5에서는 4-state QPSK의 성능을 서로 다른  $QoS$ 에 대해 서로 비교한 결과를 확인할 수 있다. 그림 6에서는 8-state 8PSK의 성능을 서로 다른  $QoS$ 에 대해 서로 비교한 결과를 확인할 수 있다. 이 결과로부터 우리는  $Q=4$ 일 때 가장 좋은 성능을 보였다. 다시 말하면, 가장 좋은 성능은 ML 기법과 같은 복호 이론을 적용할 때이다.  $Q=1$ 일 때는 PRC 기법과 같은 복호화 이론이 된다. Config. 1은 Config. 2보다 FER(Frame Error Rate)가  $10^{-2}$ 일 경우 4-state QPSK에서는 0.2 dB, 8-state 8PSK에서는 0.4 dB 성능이 향상됨을 보여준다.

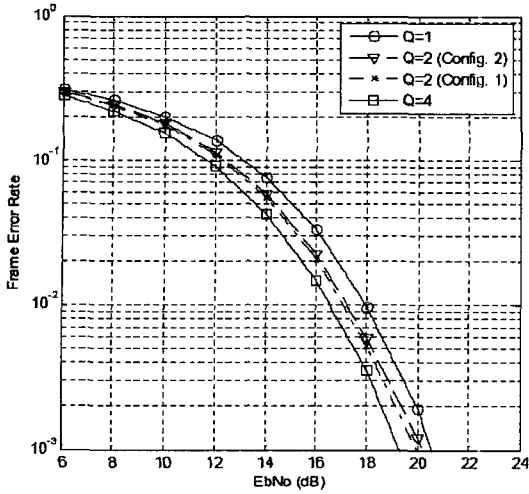


그림 5. 플랫 페이딩 채널에서의 4-state QPSK 성능  
Fig. 5. Flat fading and 4-state QPSK performance.

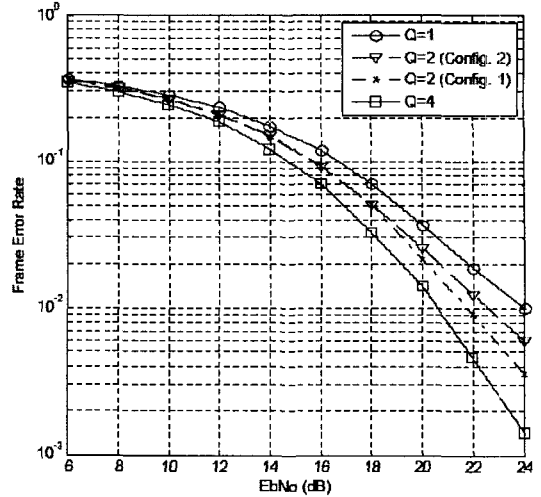


그림 7. 12.8  $\mu$ s 지연 확산을 갖는 4-state QPSK 성능  
Fig. 7. 12.8  $\mu$ s delay spread and 4-state QPSK performance.

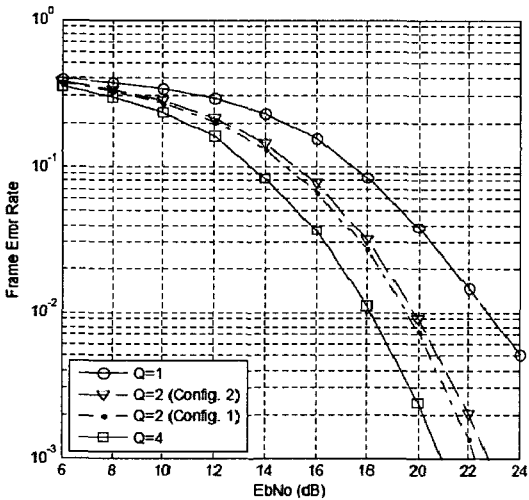


그림 6. 플랫 페이딩 채널에서의 8-state 8PSK 성능  
Fig. 6. Flat fading and 8-state 8PSK performance.

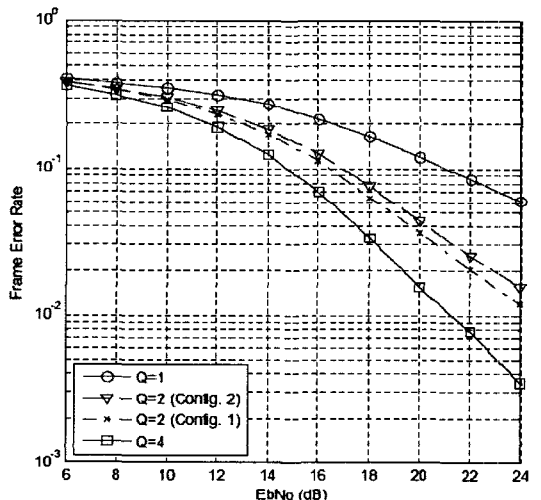


그림 8. 12.8  $\mu$ s 지연 확산을 갖는 8-state 8PSK 성능  
Fig. 8. 12.8  $\mu$ s delay spread and 8-state 8PSK performance.

### 4.3 주파수 선택성 페이딩 채널에서의 성능

그림 7과 8에서 우리는  $\tau_{max}=12.8 \mu s$ 이고, 두 번째 지연이 평균 파워가  $-6.8 \text{ dB}$ 가 되는 2 선로 지연에 대하여 GPRC 기법의 성능을 증명한다.

그림 7에서는 주파수 선택성 페이딩 채널에서 4-state QPSK로 부호화된 STTC-OFDM 시스템의 FER 성능을 보인다. 그림 8에서는 주파수 선택성 페이딩 채널에서 8-state 8PSK로 부호화된 STTC-OFDM 시스템의 FER 성능을 보인다. 두 그림에서 나타

난 결과는  $Q=4$ 일 때에는 ML 기법과 같은 복호화 이론이 적용되어 높은 복잡도를 가지면서 가장 좋은 성능을 가지며, 우리가 제안한 GPRC 기법을 적용한 Config. 1과 Config. 2에서의 성능이  $Q=1$ 일 때인 PRC 기법과 비교하여 성능 향상이 이루어진다는 것이다. 또한, Config. 1이 Config. 2보다 여전히 성능이 향상됨을 보여준다. 즉,  $Q$ 를 증가시킬수록 복호기 복잡도의 증가를 감소시키며, 성능 손실 또한 완화시킨다.

## V. 결 론

본 논문에서는 STTC 복호기에서 복호기 복잡도와 성능 사이에 유연한 tradeoff 관계를 가지고 GPRC 기법<sup>[4]</sup>을 OFDM에 적용한다. STTC-OFDM 시스템에서 수신 안테나들을  $Q$ 개의 그룹으로 구분을 지어 각각의 그룹에 PRC 기법을 적용한다. 참고문헌 [4]에서는 시간 영역에서 이론적으로 GPRC 기법을 분석하였으나, 본 논문에서는 주파수 영역에서 시스템 모델 및 GPRC 기법을 새롭게 분석한다. 또한, 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통해 플랫 페이딩과 다중 경로 확산에 의한 페이딩 채널에서의 성능을 검증한다. GPRC 기법은 ML 기법에 대해서는 성능 손실이 발생하지만, PRC 기법에 대해서는 성능 향상이 이루어지는 것을 확인한다. 이러한 결과를 이용하여 시스템 설계자에게 STTC-OFDM에 관한 효율적인 복호기 설계 방법을 제시하였다.

## 참 고 문 헌

[1] I. E. Telatar, "Capacity of multi antenna Gaussian channels", *AT&T Bells Labs Technical Memo.*,

1995.  
 [2] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, 1998.  
 [3] V. Tarokh, T. K. Y. Lo, "Principal ratio combining for fixed wireless applications when transmitter diversity is employed", *IEEE Comm. Lett.*, vol. 2, pp. 223-225, 1998.  
 [4] Y. J. Kim, H. S. Lee, "Generalized principal ratio combining for space-time codes in slowly fading channels", *IEEE Comm. Lett.*, vol. 4, no. 11, pp. 343-345, 2000.  
 [5] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, "Introduction to space time wireless communications", pp. 178-198, 2003.  
 [6] TTA, TTAS.KO-06.0082, "Specifications for 2.3 GHz band portable internet service-physical & medium access control layer", 2005.

## 김 영 주



1988년 2월: 고려대학교 전자전산 공학과 (공학사)  
 1996년 2월: 한국과학기술원 정보통신공학과 (공학석사)  
 2001년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
 1987년 11월~1993년 12월: (주)금

성사

1996년 2월~1997년 2월: 동경공업대학교 연구원  
 2001년 1월~2003년 8월: (주)엘지전자 UMTS연구소  
 2003년 8월~현재: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수

[주 관심분야] 이동 통신시스템, MIMO, Space-Time Codes 등