

# 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에서 삼각다항식 근사화를 이용한 채널 추정 기법의 성능평가

정회원 이상문\*, 최형진\*\*

## Performance Evaluation of Channel Estimation using Trigonometric Polynomial Approximation in OFDM Systems with Transmit Diversity

Sang-Mun Lee\*, Hyung-Jin Choi\*\* Regular Members

### 요 약

시공간 부호(space-time coding)는 무선통신 시스템의 성능 개선을 위한 효율적인 송신 다이버시티를 위해 설계된 부호화 방식이다. 이러한 시공간 부호를 이용한 송신 다이버시티의 경우 수신기에서는 각 송신 안테나에 대응되는 채널을 추정하는 것이 필수적이다. 본 논문에서는 이러한 시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템에서 삼각다항식에 기반한 채널 추정 기법을 제안한다. 제안한 채널 추정 방법은 주어진 채널의 지연확산에 대해 기존의 방법 보다 계산의 복잡도 면에서 효율적이다. 즉, QAM 변조방식의 경우 FFT 크기가 128일 때, 기존의 방법은 significant tap caching으로  $J=7$ 을 고려하면 TU, HT, BU 채널 각각에 대해 요구되는 복소곱의 수는 9852로 동일한 반면에 제안한 방법은 TU, HT, BU 채널 각각에 대해 2560, 7680, 3584의 복소곱을 요구한다. 제안한 방법은 최대 지연 확산이 작을수록 BER 성능과 계산의 복잡도의 개선을 동시에 가져온다. 부가적으로 채널의 지연 확산을 정확히 알지 못하는 경우에 대해 최대 지연 확산 추정을 위한 방법의 성능을 분석한다. 채널 추정 기법의 성능은 다양한 무선 채널에 대해 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 BER을 통해 분석한다.

### ABSTRACT

Space-time coding was designed for an efficient transmit diversity technique to improve performance of wireless communication. For the transmit diversity using space-time coding, the receiver requires to estimate channel parameters corresponding to each transmit antennas. In this paper, we propose an efficient channel estimation scheme based on trigonometric polynomial approximation in OFDM systems with transmit diversity using space-time coding. The proposed scheme is more efficient than the conventional scheme in terms of the computational complexity. For QAM modulation, when the size of FFT is 128, the conventional scheme with significant tap caching of 7 requires 9852 complex multiplications for TU, HT and BU channels. But the proposed scheme requires 2560, 7680 and 3584 complex multiplications for TU, HT and BU channels, respectively. Especially, for channels with smaller Doppler frequency and delay spreads, the proposed scheme has the improved BER performance and complexity. In addition, we evaluate the performance of maximum delay spread estimation in unknown channel. The performance of the proposed scheme is investigated by computer simulation in various multi-path fading environments.

\* 문경대학 정보통신계열 \*\* 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부

논문번호 : 020441-1011 접수일자 : 2002년 10월 11일

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(과제번호: R01-2000-00279)지원으로 수행되었습니다.

### I. 서론

송신 다이버시티는 이동 무선 통신에서의 페이딩을 극복하기 위한 것으로, 특히 수신 다이버시티가 고비용이거나 비 실체적인 경우에 효율적인 기법으로 많은 문헌에서 연구되어 왔다<sup>[1-3]</sup>. 최근에 시공간 부호(space-time coding)는 무선 통신 시스템에서 고속 데이터 전송을 목적으로 개발되었는데, 이것은 다중 송신 안테나를 이용하여 다이버시티 효과를 얻을 수 있으며, 높은 부호 효율과 고성능을 유지한다. 따라서 시공간 부호는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 효율성과 성능을 개선하기 위한 기법이라고 할 수 있다.

문헌[4]는 STTC (space-time trellis coding)를 이용한 OFDM 방식에 대해 연구하였다. 일반적으로 시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템에서 두 개 이상의 서로 다른 신호들은 동시에 서로 다른 안테나를 통해 전송된다. 이때 수신 안테나는 같은 송신 전력을 가지고 전송되어진 신호들이 중첩된 신호를 수신하게 된다. 만일 각 송수신 안테나 쌍에 대응하는 채널 파라미터를 적절히 구하지 못하면 성능 열화를 면할 수 없게 된다. 문헌[5-6]은 다이버시티를 고려하지 않은 OFDM 시스템의 채널 특성을 추정하기 위한 기법들을 제안하였고, 문헌[7]은 수신 다이버시티를 고려한 OFDM 시스템에 대해 강인한 채널 추정 기법을 제안하였다. 그러나 이들 기법들은 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템의 채널 추정에는 부적절하다. 왜냐하면 여러 송신 안테나로부터 송신되는 신호들은 수신기에서 중첩되어 서로 간섭으로 작용하기 때문이다. 이러한 개념 하에 문헌[8]은 시공간 부호를 이용하는 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에 대해 각 송수신 안테나 쌍에 대응하는 채널 파라미터를 추정하기 위한 새로운 기법이 제시하였다. 이 채널 추정 기법은 채널의 지연 프로파일 에 대한 정보를 이용하여 복잡도를 줄이면서 좋은 성능을 가진다. 또한 훈련 열 구간에 대한 채널 추정은 사전에 알려진 훈련 열 데이터를 이용하여 일부 파라미터를 미리 계산함으로써 전체 채널 추정 계산량을 줄일 수 있으나, 랜덤한 데이터 구간에 대해서는 계산량을 줄일 수 없게 된다. 그러므로 여전히 높은 계산의 복잡도를 가지게 된다.

문헌[9]에서는 데이터 구간에 대한 채널 추정의 복잡도를 줄이기 위하여 constant modulus modulation인 경우에 대하여 거의 비슷한 성능을 유지하면서 복잡도를 간단화 하였다. 그러나 이 기법은 constant

modulus modulation 기법이 아닌 multi-level 신호인 경우 즉, QAM과 같은 경우에는 쉽게 간소화되지 않는다. 문헌[10]에서는 문헌[8]의 계산의 복잡도를 줄이는 방법을 제안하였다. 이 방법은 지연확산이 작은 경우 작은 성능 열화를 유지하나, 전반적으로 복잡도를 줄이는 대신에 성능 열화를 가져온다. 본 논문에서는 주어진 채널에 대해 채널 추정의 복잡도는 변조 방식과 관계가 없으며, 특히 무선 채널의 최대 지연확산이 작은 경우 성능 및 복잡도 측면에서 효율적인 채널 추정 기법을 제안하고자 한다. 제안된 채널 추정 기법은 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 BER(Bit Error Rate) 성능을 통해 분석한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2절에서는 시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템의 구조를 기술하고, 3절에서는 채널 추정 방법을 훈련 열과 데이터에 대해 별도로 살펴보며, 4절에서는 제안된 채널 추정 기법의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능을 분석한다. 그리고 5절에서 결론을 맺는다.

### II. 시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템

시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템의 구성도를 그림 1에 나타내었다. 여기서 송수신 안테나의 수는 모두 2로 가정하였다.

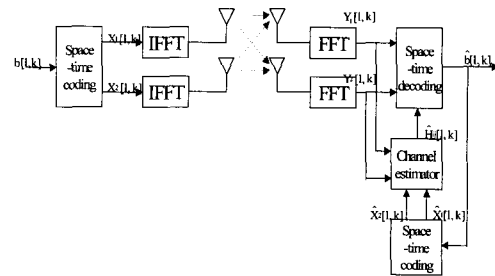


그림 4. Space-time coding을 이용하는 OFDM 시스템

먼저 입력되는 이진 데이터 블록은 시공간 부호화기(space-time encoder)에 의해 두 개의 다른 신호로 부호화되고, 이들 신호들은 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)에 의해 각각의 OFDM 블록들을 형성한다. 이들 OFDM 신호들은 2개의 송신 안테나를 통해 각각 전송된다.  $l$  번째 심볼 주기동안에서  $i$  번째 안테나로부터 전송되는 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_i[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[l, k] \exp(j2\pi nk/M), \quad (1)$$

$$i=1,2$$

여기서  $N$ 은 부 채널의 수를 의미한다. 그리고  $X_i[l, k]$ 와  $x_i[l, n]$ 은 각각  $k$  번째 부 채널에서 부호화된 심볼과  $n$  번째 순간에서 시간 영역의 샘플 값을 의미한다. cycle prefix의 삽입과 제거 과정은 그림 1에서는 생략하였다.

$j$  번째 수신 안테나에서 수신되는 신호는 두 개의 송신 안테나로부터 전송되어진 신호들의 중첩으로서 AD 변환기에 의해 이산 신호로 변환된다. 다중 경로 채널의 가장 큰 지연 확산보다 더 긴 cycle prefix를 가진다고 가정하면, FFT 출력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Y_j[l, k] = \sum_{k=0}^2 H_{ij}[l, k] X_i[l, k] + \Omega_j[l, k], \quad (2)$$

$k=0, 1, \dots, N-1$

여기서  $H_{ij}[l, k]$ 은  $l$  번째 심볼 구간에서  $k$  번째 부 채널에 대한  $i$  번째 송신 안테나와  $j$  번째 수신 안테나 사이의 다중 경로 채널의 채널 주파수 응답을 나타낸다. 또한  $\Omega_j[l, k]$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_{\Omega}^2$ 인 AWGN의 FFT출력을 의미한다.

복조된 신호의 복호과정은 시공간 복호화기(space-time decoder)에 의해 복호되는데, 보통 식(3)과 같은 metric을 이용한 비터비(Viterbi) 알고리즘에 의해 구현된다<sup>[8]</sup>.

$$\left\| \begin{pmatrix} Y_1[l, k] \\ Y_2[l, k] \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} H_{11}[l, k] & H_{12}[l, k] \\ H_{21}[l, k] & H_{22}[l, k] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1[l, k] \\ X_2[l, k] \end{pmatrix} \right\|^2 \quad (3)$$

여기서  $\|*\|$ 은 유클리드 놈(euclidean norm)을 의미하고,  $Y_j[l, k]$ 은 수신신호를 나타내며,  $H_{ij}[l, k]$ 은 추정된 채널 값들을 의미한다. 또한  $X_i[l, k]$ 은 추정된 신호를 의미한다.

송수신 안테나를 표시하는  $i, j$  를 생략하면, 이동 무선 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{L-1} \gamma_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (4)$$

여기서  $L$ 은 경로의 수를 의미하고,  $\tau_k$  는  $k$  번째 경로의 지연 시간을 의미하고,  $\gamma_k(t)$  는 복소 채널 이득이며,  $\delta(\tau)$ 는 Dirac-delta 함수이다. 이때 식(4)의 채널 주파수 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$H(t, f) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (5)$$

$$= \sum_{k=0}^{L-1} \gamma_k(t) e^{-j2\pi f \tau_k}$$

본 논문에서는 채널 지연 확산 프로파일로 6-ray TU(Typical Urban), HT(Hilly Terrain)<sup>[8]</sup>, BU(Bad Urban)<sup>[11]</sup> 채널 모델을 고려하였다.

### III. 채널 추정 기법

본 절에서는 시공간부호를 이용하는 OFDM 시스템에서 채널 추정 기법에 대해 살펴보기로 한다. 일반적으로 무선통신 시스템에서 패킷 데이터 전송의 경우에 한 패킷의 첫 번째 OFDM 블록은 초기의 채널 파라미터의 추정과 주파수 동기 등을 위한 훈련 열로서 이용된다.

#### 3.1 훈련 열에 대한 채널 추정

수신 안테나에서 수신된 신호는 모든 송신 안테나로부터 전송된 신호들의 선형 중첩된 신호이다. 따라서 이들 중첩된 신호로부터 각 송신 안테나에 대응되는 신호를 구분하기 위해서는 훈련 열의 설계는 중요하다. 본 논문에서는 문헌[8]의 훈련열을 기반으로 하여 OFDM 시스템에서 채널 추정 방법을 제안하고자 한다. 문헌[8]에서 두 개의 안테나에 대한 훈련열의 구조는 다음과 같은 관계를 가진다.

$$X_2[l, k] = (-1)^k X_1[l, k] \quad (6)$$

먼저 훈련 열에 대한 채널 추정 값을 얻기 위한 과정을 설명하기 위하여 식(2)로부터 수신 안테나의 FFT 출력중  $k$ 번째와  $(k+1)$ 번째 부 채널에 대한 수신 신호들만 고려하기로 한다. 따라서  $k$ 번째와  $(k+1)$ 번째 부 채널의 신호에 대한 관계를 수신 안테나를 나타내는  $j$  를 생략하고 나타내면 각각 다음과 같이 표현된다.

$$Y[l, k] = X_1[l, k] H_1[l, k] + X_2[l, k] H_2[l, k] + \Omega[l, k] \quad (7)$$

$$Y[l, k+1] = X_1[l, k+1] H_1[l, k+1] + X_2[l, k+1] H_2[l, k+1] + \Omega[l, k+1] \quad (8)$$

식(7)과 식(8)로부터 채널 파라미터를 추정하기 위하여 두 개의 인접 부 채널간의 채널 특성은 식(9)와 같이 동일하다고 가정한다.

$$H_1[l, k] = H_1[l, k+1] = H_1[l, (k, k+1)] \quad (9)$$

편의상 식(7)과 (8)에서 잡음 항을 생략하고 식(9)

의 관계를 이용하면,  $k=0, 2, \dots, N-2$ 에 대한  $H_1[l, (k, k+1)]$ 의 추정 값  $H_1^{1st}[l, (k, k+1)]$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_1^{1st}[l, (k, k+1)] = \frac{1}{2} \left( \frac{Y[l, k]}{X_1[l, k]} + \frac{Y[l, k+1]}{X_1[l, k+1]} \right) - \frac{1}{2} \left( \frac{X_2[l, k]}{X_1[l, k]} + \frac{X_2[l, k+1]}{X_1[l, k+1]} \right) \cdot H_2[l, (k, k+1)] \quad (10)$$

여기서 두 번째 항은 훈련열의 조건 식(6)에 따라

$$\frac{X_2[l, k+1]}{X_1[l, k+1]} = -1 \quad (11)$$

이므로 0 이 된다. 따라서 식(10)은  $k=0, 2, \dots, N-2$ 에 대해 다음과 같이 표현된다.

$$H_1^{1st}[l, (k, k+1)] = \frac{1}{2} \left( \frac{Y[l, k]}{X_1[l, k]} + \frac{Y[l, k+1]}{X_1[l, k+1]} \right) \quad (12)$$

$k=0, N-1$ 을 제외한 훈련열 블록에 대해 식(10)의 과정을 다시 한번 적용하여  $k=0, 2, \dots, N-4$ 에 대한  $H_1[l, (k+1, k+2)]$ 의 채널 추정 값  $H_1^{2nd}[l, (k+1, k+2)]$ 을 구한다.

$$H_1^{2nd}[l, (k+1, k+2)] = \frac{1}{2} \left( \frac{Y[l, k+1]}{X_1[l, k+1]} + \frac{Y[l, k+2]}{X_1[l, k+2]} \right) \quad (13)$$

식(12)와 식(13)의 채널 추정 값은 실제로는 잡음 및 채널 왜곡을 포함하고 있다. 따라서 이를 좀 더 완화하기 위하여 주파수 영역에서 식(12)와 식(13)의 평균을 구한다.  $H_2[l, k]$ 의 채널 추정 값도  $H_1[l, k]$ 과 같은 방법으로 구할 수 있다. 따라서 전체 채널 주파수 응답은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_i^r[l, 0] = H_i^{1st}[l, 0] \\ H_i^r[l, N-1] = H_i^{1st}[l, N-1] \\ H_i^r[l, k] = \frac{H_i^{1st}[l, k] + H_i^{2nd}[l, k]}{2}, \quad i=1, 2, \quad k=1, 2, \dots, N-2 \quad (14)$$

식(14)의 채널 주파수 응답은 식(9)에서와 같이 인접한 두 개의 부 채널간의 주파수 응답은 동일하다고 가정했기 때문에 실제 주파수 응답과 다르게 된

다. 따라서 위의 가정에 의한 왜곡과 잡음의 효과를 줄이기 위해 채널의 지연 확산을 고려한 삼각다항식 근사화를 이용하고자 한다.

훈련열의 OFDM 블록에 대해  $\{x_k, H_i^r(x_k)\}$ ,  $k=0, 1, \dots, N-1$ 이 있다고 가정하자. 여기서  $x_k$ 는 각 OFDM 부 채널에 대응되는 인덱스이고,  $H_i^r(x_k)$ 는 각 인덱스에 대응되는 관측 채널 주파수 응답으로서, 식(14)의  $H_i^r[l, k]$ 에 대응된다.  $N$ 개의 OFDM 부 채널에 대해 인덱스  $x_k$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$x_k = \frac{2\pi k}{N}, \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (15)$$

만일 OFDM 블록에 대한 채널 주파수 응답이 주기  $2\pi$ 를 가지고, 다항식의 차수  $M \leq N/2$  인 조건을 가지면,  $\sum_{k=1}^N (H_i^r(x_k) - H_i(x_k))^2$ 를 최소화하는  $M$ 차 삼각다항식 근사화에 의한 채널 추정 값  $H_i(x_k)$ 을 구할 수 있다<sup>[12]</sup>. 즉,

$$H_i(x_k) = \frac{a_0}{2} + \sum_{j=1}^M (a_j \cos(jx_k) + b_j \sin(jx_k)) \quad (16)$$

여기서 다항식의 계수  $a_j$ 와  $b_j$ 는 관측된 채널 주파수 응답에 관련된 것으로 다음 식에 의해 계산된다.

$$a_j = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N H_i^r(x_k) \cos(jx_k), \quad j=0, 1, \dots, M \quad (17)$$

$$b_j = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N H_i^r(x_k) \sin(jx_k), \quad j=1, \dots, M \quad (18)$$

다항식의 차수  $M$ 은 최대 지연 확산  $\tau_{\max}$ 에 의존한다. 즉  $M = \left\lceil \frac{\tau_{\max}}{T_s} \right\rceil$ . 여기서  $T_s$ 는 OFDM 신호의 시간영역에서의 샘플 간격이고,  $\lceil x \rceil$ 는  $x$ 와 같거나 초과하는 정수들 중 최소 정수이다. 6-ray TU 채널의 최대 지연 확산은  $5 \mu\text{sec}$ 로서, 샘플링 주기가  $1.25 \mu\text{sec}$ 이면,  $M=4$ 에 해당한다. HT 채널에 대해서는  $M=14$ 이며, BU 채널의 경우는  $M=6$ 에 해당한다.

한편 채널 지연 프로파일을 정확히 모르는 경우에 대해 삼각다항식 근사화를 효과적으로 적용하기 위해서는 채널 환경에 따라 적당한 삼각다항식의 차수  $M$ 을 구할 필요가 있다. 이제 다중 경로 채널의 지연 확산에 따른  $M$ 값을 추정하는 방법을 소개하고자 한다.  $M$ 값의 추정은 훈련열 구간에 대해서만 수행된다. 채널 주파수 응답 식(14)로부터 채널 임펄스

응답은 다음과 같이 주어진다.

$$\tilde{h}_i[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H_i^T[l, k] \exp(j2\pi nk/M) \quad (19)$$

보호구간( $K_C$ )내의  $\sum_{n=1}^2 |\tilde{h}_i[l, n]|^2$ 의 값들 중 최대 값의 일정 비보다 크거나 같은 값들을 가지는  $K_d$  개의  $n$ 값들 중 최대 값을 최대 지연 시간에 대응되는 것으로 정의한다. 즉, 최대 지연 시간은 다음 식을 만족하는  $n_m$  로서 정의한다.

$$\sum_{n=1}^2 |\tilde{h}_i[l, n_m]|^2 \geq Q \times \text{raax} \left( \sum_{n=1}^2 |\tilde{h}_i[l, n]|^2 \right), \quad (20)$$

$$m=1, 2, \dots, K_d \quad (0 \leq n_1 < n_2 < \dots < n_m \leq K_C - 1),$$

$$n=0, 1, \dots, K_C - 1$$

여기서  $Q$ 는  $0 < Q \leq 1$ 의 조건을 가진다.

### 3.2 데이터 구간에 대한 채널 추정

데이터 구간에 대한 채널 추정은 훈련 열의 블록으로부터 구해진 채널 추정 값을 이용하여 복호된 데이터를 이용하여 채널 추정을 하게 된다. 따라서 훈련 열의 블록으로부터 구해진 주파수 응답을  $H[l-1, k]$ 라고 할 때, 이 채널 응답을 이용하여 비터비 알고리즘에 의해 복호된 데이터는 다시 시공간 부호화기에 의해 부호화된 값을 이용하여 현재의 데이터 블록에 대한 채널 파라미터를 구한다. 즉,

$$\tilde{H}_1[l, k] = \frac{Y[l, k] - H_2[l-1, k] \tilde{X}_1[l, k]}{\tilde{X}_1[l, k]} \quad (21)$$

$$\tilde{H}_2[l, k] = \frac{Y[l, k] - H_1[l-1, k] \tilde{X}_2[l, k]}{\tilde{X}_2[l, k]} \quad (22)$$

식(21)와 식(22)의 채널 추정 값에 포함되어 있는 잡음성분을 완화하기 위하여 주파수 영역에서 평균을 취한다. 주파수 영역에서의 평균을 취한 채널 추정 값은 다음 식(23)과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{H}_i[l, 0] &= \frac{\tilde{H}_i[l, 0] + \tilde{H}_i[l, 1]}{2} \\ \tilde{H}_i[l, N-1] &= \frac{\tilde{H}_i[l, N-2] + \tilde{H}_i[l, N-1]}{2} \\ \tilde{H}_i[l, k] &= \frac{\frac{1}{2} (\tilde{H}_i[l, k-1] + \tilde{H}_i[l, k+1]) + \tilde{H}_i[l, k]}{2}, \\ & \quad i=1, 2, \quad 0 < k < N-1 \end{aligned} \quad (23)$$

이제 식(23)에 식(16)의 삼각다항식 근사화를 적용하여 최종적인 채널 추정의 결과를 얻을 수 있다.

### 3.3 채널추정기법의 복잡도

채널 추정은 결정지향(decision-directed) 기반이므로 복잡도는 데이터 구간에 대해 하나의 수신 안테나를 고려하여 살펴보기로 한다. 복잡도의 척도로서 복소 곱(complex multiplication)들의 개수를 이용한다. 일반적으로 복소 곱에서 필요한 곱셈기는 4개이다. 식(16)과 같이 삼각다항식에 의한 채널 파라미터를 구하기 위해 필요한 곱셈기의 총수는  $8MN$ 이다. 따라서 복소 곱의 수는  $2MN$ 에 해당한다. 송신 안테나의 수가 2이므로 각 송신 안테나에 대응되는 채널 추정 값을 구하기 위해서는 총  $4MN$ 의 복소 곱이 요구된다. 여기에 식(21)과 식(22)에 의한 복소 곱의 수는  $4N$ 이므로 제안한 방법의 복소 곱의 총수는  $(4N+4MN)$  이 된다. 제안된 방법은 최대 지연 확산에 의존하는 파라미터  $M$ 이 감소함에 따라 복잡도는 감소한다.

한 예로 non-constant modulus인 QAM인 경우에 대해 검토해보기로 한다. 복잡도를 비교하기 위하여 기존의 방법의 경우 FFT의 크기가  $N$ 일 때 복소 곱의 수는  $N \log_2(N)$ , 크기가  $(J \times J)$ 인 행렬의 역 행렬에 필요한 복소 곱의 수는  $J^3$ 로 산출하기로 한다<sup>[10]</sup>. 여기서  $J$ (significant tap caching)는 시간영역에서 응답의 크기가 큰 것의 개수를 의미한다<sup>[8]</sup>. 문헌 [8]에서의 결과는 성능과 복잡도를 고려할 때  $J=7$ 이 적당함을 보여주었다. 따라서 기존의 방법[8]의 경우 FFT 크기  $N=128$ ,  $J=7$ 을 고려하였다. 기존의 방법은 TU, HT, BU 채널 모두 복소 곱의 수는 9852이다. 그러나 제안된 방법은 TU 채널인 경우  $M=4$ 이므로 제안된 방법의 복소 곱의 수는 2560이고,  $M=14$ 인 HT 채널인 경우는 7680이며,  $M=6$ 인 BU 채널인 경우 3584이다. 제안된 방법은 기존의 방법보다 복잡도가 작음을 알 수 있으며, 최대 지연 확산이 작은 채널일수록 복잡도는 더욱 감소함을 알 수 있다.

## IV. 모의 실험 및 결과

제안된 채널 추정 기법의 성능을 이동 무선 채널에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 평가하였다. 시뮬레이션에서 사용된 채널 모델은 TU 채널, HT 채널, BU 채널로서, 각 채널에 대응되는  $rms$  지연 확산

(delay spread)는 각각  $1.06\mu\text{sec}$ ,  $5.04\mu\text{sec}$ ,  $2.41\mu\text{sec}$ 이다. 성능 평가를 위해 사용된 도플러 주파수는 40Hz와 200Hz이다.

시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템에서 시물레이션을 위한 파라미터는 다음과 같다. 전체 대역폭은 800KHz이고, 이것은 128개의 부 채널로 나누어진다. 그리고, 대역의 양끝의 4개는 보호 채널로 이용된다. 따라서 나머지 120개의 부 채널이 데이터 전송을 위해 사용된다. OFDM 심볼 주기는  $160\mu\text{sec}$ 이고, 부가적인  $40\mu\text{sec}$ 의 보호구간이 다중 경로 채널의 지연 확산에 의한 심볼간 간섭을 제거하기 위해 이용된다. 따라서 총 OFDM 심볼 블록 길이는  $200\mu\text{sec}$ 이고, 부 채널의 심볼율은 5KBd이다. 변조 방식으로 QPSK인 경우 16 상태 STTC를 사용하였다. 이 때 하나의 OFDM 심볼은 236 비트를 전송한다. 따라서 총 비트율은 800 KHz의 대역폭에 대해 1.18Mbps의 전송율을 가지며, 전송 효율은 1.475 bits/s/Hz가 된다. 16-QAM 인 경우는 16 상태 STTC를 사용하며, 하나의 OFDM 심볼은 476 비트를 전송하며, 총 비트율은 2.38Mbps이고 전송 효율은 2.975 bits/s/Hz이다. 또한 훈련 열의 비율은 10%로 설정하였다.

한편 채널의 지연 확산 프로파일이 OFDM 신호의 샘플 간격인 경우는 에너지 누설이 다른 샘플 지점들에서 발생하지 않지만, 샘플 간격이 아닌 경우 다른 샘플 지점들에 대해 에너지 누설(energy leakage)이 발생한다<sup>[6]</sup>. 이러한 경우  $\beta$  만큼 앞선 타이밍 지점을 설정하면 에너지 누설을 줄여 성능 열화를 줄일 수 있다<sup>[10]</sup>. 본 논문에서는 성능 비교를 위해 기존의 방법은 지연 확산과 관련된 파라미터로서  $K_0=17, J=7$ 로 설정하였고,  $\beta$ 는 0과 4를 고려하였다.  $\beta$ 가 0이 아닌 경우는  $K_0$ 를  $\beta$ 만큼 크게 즉,  $(K_0 + \beta)$ 로 설정하였다.

그림 2,3,4는 도플러 주파수가 40Hz인 경우 TU 채널, HT 채널, BU 채널에 대한 BER 성능을 각각 나타낸 것이다. 기존의 방법[8]은  $\beta=0$ 인 경우 SNR이 증가함에 따라 error floor현상이 발생하며,  $\beta=4$ 인 경우는  $\beta=0$ 인 경우보다 error floor를 상당히 감소됨을 알 수 있다. 제안한 방법은 TU, BU채널의 경우 기존의 방법보다 더 우수한 성능을 가진다. 그러나 HT 채널의 경우 제안된 방법은 SNR이 작은 경우는 기존의 방법에 비해 성능이 열화되나, SNR이 증가함에 따라 성능이 더 좋음을 알 수 있다. SNR이 낮은 경우 제안된 방법의 성능이 열화되는

이유는 인접 부 채널간의 채널특성이 동일하다고 가정함으로써 인해, HT 채널의 경우 TU 및 BU 채널보다 주파수 채널 특성이 더 급속히 변하여 채널 추정의 에러가 증가하기 때문이다. 그리고 SNR이 증가함에 따라 기존의 방법의 성능이 열화되는 이유는 기존의 방법은 채널 에너지 누설을 기본적으로 갖고 있기 때문이다. 물론 기존의 방법의 성능을 개선하기 위해서는 significant tap caching의 수를 증가시키면 되겠지만, 이렇게 할 경우 채널 추정의 복잡도는 더욱 증가하게 된다.

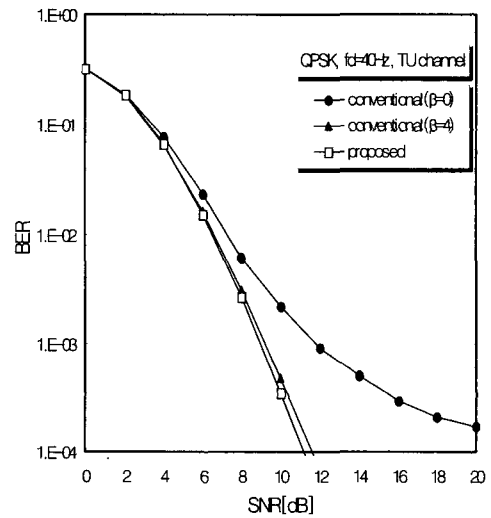


그림 9. BER 성능의 비교(fd=40Hz, TU 채널, 16상태 QPSK)

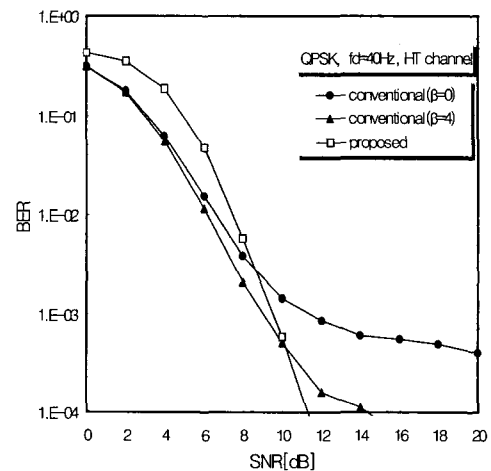


그림 10. BER 성능의 비교(fd=40Hz, HT 채널, 16상태 QPSK)

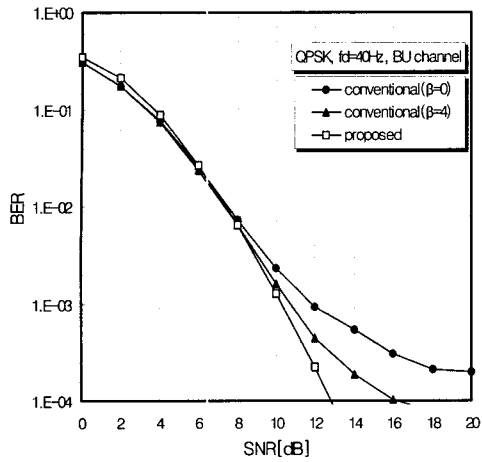


그림 11. BER 성능의 비교(fd=40Hz, BU 채널, 16상태 QPSK)

그림 5,6,7은 도플러 주파수가 200Hz인 경우 TU 채널, HT 채널, BU 채널에 대한 BER 성능을 각각 나타낸 것이다. TU 채널과 HT 채널의 경우 기존의 방법은  $\beta$ 값에 따른 BER 성능이 그림 2와 3의 경우와 비슷한 경향을 보이거나, BU 채널의 경우는  $\beta$ 값에 크게 의존하지 않음을 알 수 있다. 제안한 방법은 TU 채널에 대해  $\beta=0$ 인 경우보다는 우수한 성능을 가지나,  $\beta=4$ 보다는 성능이 다소 열화 됨을 보여준다. HT 채널의 경우는 제안된 방법의 성능이 기존의 방법보다 더 열화 된다. 그러나 BU 채널의 경우는 제안된 방법은 기존의 방법보다 SNR이 작은 경우는 성능이 약간 열화 되나 SNR이 증가할수록 비슷한 성능을 가진다.

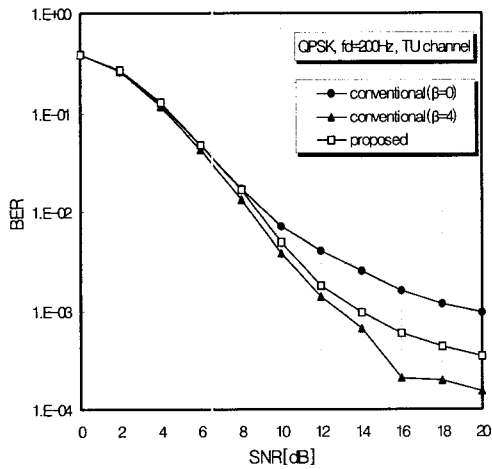


그림 12. BER 성능의 비교(fd=200Hz, TU 채널, 16상태 QPSK)

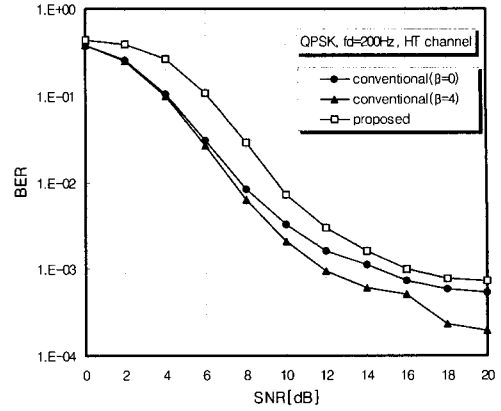


그림 13. BER 성능의 비교(fd=200Hz, HT 채널, 16상태 QPSK)

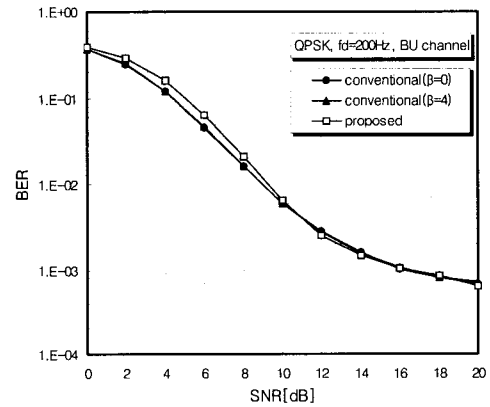


그림 15. BER 성능의 비교(fd=200Hz, BU 채널, 16상태 QPSK)

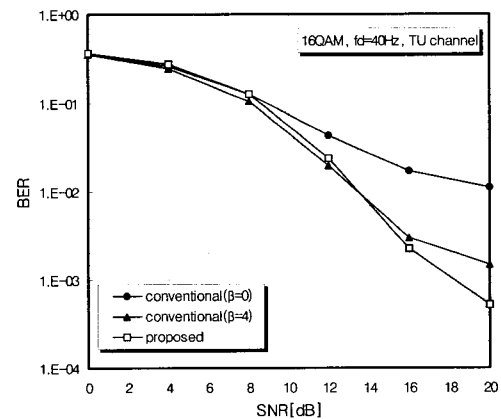


그림 16. BER 성능의 비교(fd=40Hz, TU 채널, 16상태 16QAM)

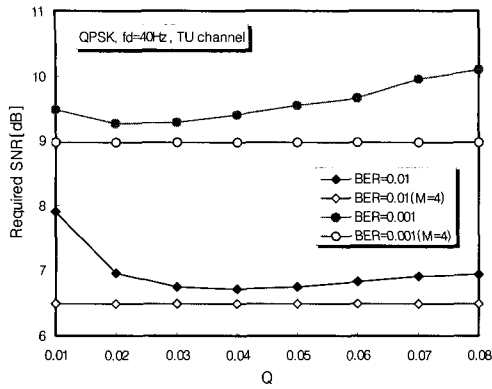


그림 17. 지연확산 추정 방법의 Q값에 따른 성능 (fd=40Hz, TU 채널, 16상대 QPSK)

그림 8은 도플러 주파수가 40Hz인 경우 TU 채널에 대한 16 상태 16QAM STTC의 BER 성능을 나타낸 것이다. BER=10<sup>-2</sup>을 기준으로 볼 때 제안한 방법과 기존의 방법의 성능이 거의 동일하나, BER=10<sup>-3</sup>을 기준으로 볼 때는 제안한 방법이 더 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

그림 9는 제안한 채널 추정 방법에서 최대 지연확산을 정확히 모를 경우, 최대 지연 확산의 추정 방법의 성능을 0.01≤Q≤0.08범위에 대해 보인 것이다. 최대 지연 확산에 대응되는 M의 추정은 훈련열에서 결정된다. 전반적으로 채널의 최대 지연 확산을 정확히 알고 있는 경우(M=4)보다는 성능이 열화되며, Q값이 증가함에 따라 요구되는 SNR은 증가함을 알 수 있다. BER=10<sup>-2</sup>과 BER=10<sup>-3</sup>을 모두 고려할 때 적당한 Q값은 0.03과 0.04사이의 값을 가짐을 알 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 STTC을 이용한 OFDM 시스템에서 삼각다항식을 이용한 채널 추정 기법을 제안하고, 제안된 채널 추정 기법을 훈련 구간과 데이터 구간에 대해 별도로 살펴보았다.

기존의 방법은 non-constant modulus modulation인 QAM신호인 경우에 대해 상당히 많은 계산량을 요구하나, 제안한 채널 추정 방법은 주어진 채널의 지연확산에 대해 기존의 방법 보다 계산의 복잡도 면에서 효율적이다. 즉, QAM 변조방식의 경우 FFT 크기가 128일 때, 기존의 방법은 significant tap

caching으로 J=7을 고려하면 TU, HT, BU 채널 각각에 대해 요구되는 복소 곱의 수는 9852로 동일한 반면에 제안한 방법은 TU, HT, BU 채널 각각에 대해 2560, 7680, 3584의 복소 곱을 요구한다. 제안한 방법은 최대 지연 확산이 작을수록 계산의 복잡도의 개선을 가져옴을 알 수 있었다.

시뮬레이션 결과로부터 제안된 채널 추정 방법도플러 주파수와 최대 지연 확산이 작을 수록 BER 성능 측면에서 효율적임을 알 수 있었다. 즉, 최대지연확산이 가장 작은 TU 채널에서 BER 성능이 가장 우수하고, 다음으로 BU 채널, HT 채널순의 성능을 가짐을 알 수 있었다. 또한 제안한 채널 추정 방법의 성능은 최대 지연 확산에 의존하는데, 이것을 정확히 모르는 경우 최대 지연 확산 추정 방법을 소개하고 그 성능을 살펴보았다. 그 결과 TU 채널의 경우 Q 값이 0.03과 0.04사이의 값에서 가장 최적임을 알 수 있었다.

본 논문에서 제안된 채널 추정 기법은 OFDM 관련 시스템에 대해 효과적으로 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

### 참고문헌

- (1) 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, Mar. 1998.
- (2) A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp.1459-1478, Oct. 1998.
- (3) Ye Li, J. C. Chuang and N. R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 17, no. 7, pp.1233-1243, July 1999.
- (4) D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband chan



