

# 모바일 MIMO OFDM 시스템에서 채널의 상관성을 이용한 효율적인 채널 추정 기법

준회원 김지형\*, 박병준\*, 정회원 홍대식\*, 종신회원 강창언\*

## Efficient Channel Estimator based on Channel Correlation in a Mobile MIMO OFDM System

Ji-hyung Kim\*, Byung-joon Park\* Associate Members,  
Dae-sik Hong\* Regular Member, Chang-eon Kang\* A Lifelong Member

### 요약

본 논문에서는 comb 방식의 파일럿 패턴을 가지는 MIMO OFDM 시스템에서의 채널 추정 기법에 대하여 논의한다. 또한, 시변 채널 환경에서 채널 추정의 정확도를 높이기 위한 효율적인 채널 추정 기법을 제안한다. 시뮬레이션을 통해 제안한 채널 추정 기법이 채널이 변하는 상황에서 성능의 감소 없이 채널의 변화를 추정함을 알 수 있었다.

**Key Words** : comb-type pilot arrangement, mobile MIMO OFDM systems, channel estimation

### ABSTRACT

In this paper, we investigate channel estimation techniques based on the comb-type pilot arrangement for a mobile MIMO OFDM system. Moreover, to enhance channel estimation, an efficient channel estimation technique is proposed. Simulation results show that the proposed channel estimator is accurate and effective for tracking variations of channels between multiple transmit antennas and receive antennas in time-varying radio channels.

### 1. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 방식은 다중경로 페이딩 채널에 강하고 대역폭 효율이 높은 이유로 무선 통신 시스템 분야에서 많은 관심을 받고 있다. 특히, 링크의 특성이나 사용자들이 요구하는 다양한 QoS에 적용하는데 유리하여 AT&T의 4G access에서도 OFDM(A) 방식의 사용이 논의되고 있다. 그러나 현재 사용되는 OFDM 시스템 자체만으로는 차세대 통신에서 추구하는 전송률을 만족시키기 어렵다. 이런 이유로 최근에 전송률을 높이기 위한 방안으로서 다중 안테나를 사용하여 용량을 극대화하는 연구가 활발

히 이루어지고 있다.

광대역 모바일 통신 시스템에서, 라디오 채널은 주파수 선택적이고 시변성을 지니고 있다. 뿐만 아니라, 다중 전송 안테나를 사용할 때, 각 부반송파에서 수신 심볼은 다중 전송 안테나로부터 전송된 심볼들이 독립적으로 페이딩(fading)을 겪은 후 중첩되어 들어온다. 따라서 다중 전송 안테나를 사용하는 모바일 OFDM 통신 시스템에서 채널은 주파수 선택적이고 시변이기 때문에 OFDM 심볼을 복조시키기 전에 효과적인 채널 추정이 필요하다.

본 논문에서는 다중 전송 안테나를 사용하는 OFDM 시스템에서 LS(Least Square) 채널 추정 기법에 대하여 논의하고, 시변 채널에서의 보다

\* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실 (savant21@itl.yonsei.ac.kr)

논문번호 : 030511-1124, 접수일자 : 2003년 12월 17일

※본 연구는 한국 전자 통신 연구원(ETRI)의 지원하에 수행되었습니다.

효율적인 채널 추정 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 모바일 MIMO OFDM 시스템 모델을 설명한다. 다음 III장에서는 일반적인 채널 추정 기법과 시변 채널을 고려한 제안한 채널 추정 기법을 설명한다. IV장에서는 컴퓨터 모의실험 결과를 바탕으로 채널 추정 기법의 성능을 검증하고 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

그림 1은 두 개의 전송 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용하고 comb 방식의 파일럿 패턴을 가지는 모바일 OFDM 시스템을 보여주고 있다. 데이터는  $n$ 번째 심볼 기간에  $m$ 번째 전송안테나를 통하여 전송된다. 하나의 OFDM 심볼의 부반송파 개수는  $K$ , 파일럿 부반송파의 개수는  $P$ 이다. 최소한의 파일럿만을 사용하기 위하여,  $P$ 는  $L$ 보다 큰 2의 파워승이다. 여기서  $L$ 은 채널의 길이이다.  $n$ 번째 시간에 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_n = \sum_{m=1}^2 X_n^m F h_n^m + W_n = \sum_{m=1}^2 X_n^m H_n^m + W_n \quad (1)$$

여기서 수신 심볼  $Y_n$ 은  $K \times 1$  벡터, 전송 심볼  $X_n^m$ 은  $X_{n,k}^m$ ,  $k=0, 1, \dots, K-1$ 로 구성된  $K \times K$  대각 행렬이다.  $X_n^m$ 에 해당하는 채널 응답  $h_n^m$ 은  $L \times 1$  벡터,  $F$ 는  $K \times L$  FFT 행렬, 백색 부가 잡음  $W_n$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_w^2$ 인  $K \times 1$  벡터이다.

## III. 채널 추정 기법

### 1. 일반적인 LS 채널 추정 기법

식 (1)에서 파일럿이 들어있는  $p$ 번째 부반송파의 신호는 다음과 같다.

$$Y_{n,p} = \sum_{m=1}^2 X_{n,p}^m H_{n,p}^m + W_{n,p} = \overline{A} H + W_{n,p} \quad p \in Q \quad (2)$$

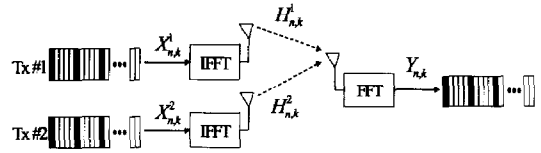


그림 1. Comb 방식의 파일럿 패턴을 가지는 모바일 MIMO OFDM 시스템의 블록 다이어그램

여기서  $\overline{A}$ 는  $[X_{n,p}^1 \ X_{n,p}^2]$ ,  $\overline{H}$ 는  $[H_{n,p}^1 \ H_{n,p}^2]^T$ 이다.  $(\cdot)^T$ 는 전치를 나타낸다.

$P$ 개의 파일럿은 OFDM 심볼내의 부반송파간에 동일한 간격으로 삽입되고 이의 위치를  $Q = \{0, \frac{K}{P}, \dots, \frac{(P-1)K}{P}\}$ 로 설정한다.

식 (2)로부터 추정을 해야 하는 채널 정보는  $[H_{n,p}^1 \ H_{n,p}^2]$ 이다. 따라서 LS 채널 추정을 하기 위한 필요충분 조건은  $\text{rank}(\overline{A})=2$ 가 된다. 식 (2)로는 이 조건을 만족시킬 수 없으므로  $\text{rank}(\overline{A})=2$ 가 될 수 있도록  $n+1$ 번째 파일럿 신호의 수신 신호도 필요하게 된다. 하지만  $n+1$ 번째 파일럿 신호의 수신신호  $Y_{n+1,p}$ 를 관찰하게 되면 추정해야 하는 채널 정보가  $[H_{n,p}^1 \ H_{n,p}^2 \ H_{n+1,p}^1 \ H_{n+1,p}^2]$ 로 늘어나게 되어, 필요충분조건이  $\text{rank}(\overline{A})=4$ 로 바뀌게 된다. 따라서  $H_{n,p}^1 \neq H_{n+1,p}^1$ ,  $H_{n,p}^2 \neq H_{n+1,p}^2$ 의 조건으로는  $Y_{n,p}$ 와  $Y_{n+1,p}$ 만을 이용하여 원하는 채널 정보를 모두 얻을 수 없다. 따라서  $Y_{n,p}$ 와  $Y_{n+1,p}$ 만을 이용하여 원하는 채널 정보를 모두 얻기 위해 다음과 같은 조건을 가정한다.

$$H_{n,p}^1 = H_{n+1,p}^1, \quad H_{n,p}^2 = H_{n+1,p}^2 \quad (3)$$

즉,  $n$ 번째 시간과  $n+1$ 번째 시간에서의 채널이 변하지 않는다고 가정하면,  $\text{rank}(\overline{A})=2$ 를 만족시킬 수 있다. 따라서 위의 조건이 만족된다면  $Y_{n,p}$ 와  $Y_{n+1,p}$ 를 이용하여 채널 추정이 가능하게 된다.

위의 가정을 이용하여, 식 (2)를 다시 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\overline{Y} = \overline{A} \overline{H} + \overline{W} \quad (4)$$

여기서  $\overline{\mathbf{Y}}$ 는  $[Y_{n,\beta} \ Y_{n+1,\beta}]^T$ ,  $\overline{\mathbf{W}}$ 는  $[W_{n,\beta} \ W_{n,\beta+1}]^T$ 이다. 그리고  $\overline{\mathbf{A}}$ 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\overline{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} X_{n,\beta}^1 & X_{n,\beta}^2 \\ X_{n+1,\beta}^1 & X_{n+1,\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

따라서  $\overline{\mathbf{H}}$ 를 정확하게 추정하기 위해서는  $\text{rank}(\overline{\mathbf{A}})=2$ 가 될 수 있도록,  $\overline{\mathbf{A}}$ 의 원소를 정해주면 된다.

LS 추정을 이용하여 채널을 추정한다고 가정하면, 식 (4)로부터  $\overline{\mathbf{H}}$ 를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\overline{\mathbf{H}} = \overline{\mathbf{A}}^\dagger \overline{\mathbf{Y}} = \overline{\mathbf{H}} + \overline{\mathbf{A}}^\dagger \overline{\mathbf{W}} \quad (6)$$

여기서  $(\cdot)^\dagger$ 는 행렬의 pseudo inverse를 의미한다.

추정 이론에 의해  $\overline{\mathbf{Y}}$ 로부터 추정한  $\overline{\mathbf{H}}$ 는 unbiased 되어 있으므로, 채널 추정의 MSE (Mean Square Error)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$MSE = \frac{1}{2} E \|\overline{\mathbf{H}} - \overline{\mathbf{H}}\|^2 = \frac{\sigma_w^2}{2} \text{tr} \overline{\mathbf{A}}^H \overline{\mathbf{A}} \quad (7)$$

여기서  $E\{\cdot\}$ 는 expectation,  $\text{tr}\{\cdot\}$ 는 trace,  $(\cdot)^H$ 는 Hermitian을 나타낸다.

위 식으로부터 채널 추정의 MSE가  $\overline{\mathbf{A}}$ 에 의해 결정되는 것을 알 수 있다. 따라서  $\overline{\mathbf{A}}$ 의 원소인 전송 파일럿 신호를 적절하게 결정해 줌으로써 채널 추정의 오류를 최소화시킬 수 있다. 식 (7)로부터 채널 추정 오류가 최소화되도록 해주는 방법으로는 각기 다른 송신 안테나에서 전송되는 파일럿 신호들이 서로 직교해야 하는 것을 알 수 있으며 [5][6], 두 개의 송신 안테나를 사용하는 경우에는 다음과 같이 파일럿 신호를 구성함으로써 채널 추정 오류를 최소로 만들어 줄 수 있다.

$$\overline{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

한편, 위에서 설명한 채널 추정 방법을 적용시키

기 위해서는 일정 기간 동안 채널이 시간적으로 변하지 않아야 한다. 그러나 실제 시스템에서는 시간에 따라 채널이 변화하며, 이는 채널 추정 성능 및 시스템 성능 전체에 영향을 미치게 된다. 이러한 성능 감소를 줄이기 위해 새로운 채널 추정 방법이 필요하다.

## 2. 제안한 채널 추정 기법

위에서 설명한 바와 같이, 기존의 채널 추정 방법은 시간적으로 채널이 변하지 않는다는 가정을 통하여 채널을 추정한다. 백색 부가 잡음이 없다는 가정하에서 시간에 따라 채널이 변화한다면, 즉,  $H_{n,\beta}^1 \neq H_{n+1,\beta}^1$ ,  $H_{n,\beta}^2 \neq H_{n+1,\beta}^2$ 라면  $n$ 번째와  $n+1$ 번째 수신 신호  $Y_{n,\beta}$ 와  $Y_{n+1,\beta}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Y_{n,\beta} \\ Y_{n+1,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{n,\beta}^1 & X_{n,\beta}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & X_{n+1,\beta}^1 & X_{n+1,\beta}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{n,\beta}^1 \\ H_{n,\beta}^2 \\ H_{n+1,\beta}^1 \\ H_{n+1,\beta}^2 \end{bmatrix} \\ = \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{H}} \quad (9)$$

여기서 모든 채널을 정확하게 구하기 위해서는  $\text{rank}(\underline{\mathbf{A}})=4$ 가 되어야 한다. 그러나 식 (9)의 경우  $\text{rank}(\underline{\mathbf{A}})=2$ 가 되어 모든 채널 응답을 정확하게 구할 수 없다. 다시 말해 채널이 계속해서 변화하는 상황이라면 기존의 채널 추정 기법을 적용할 수 없다. 따라서 모든 채널 응답을 구하기 위해서는 파일럿 신호로 표현된 행렬의 rank를 증가시키거나 구하는 채널 응답의 수를 줄일 수 있는 방법이 필요하다.

본 논문에서는 채널의 시간 상관관계를 이용하여 구하고자 하는 채널 응답의 개수를 줄이는 방법을 사용한다. 일반적으로 채널은 시간적으로 일정한 상관관계를 가지고 변화한다. 따라서 이런 상관관계를 이용하면 구하고자 하는 채널 응답의 개수를 줄이게 되어 채널 추정에 필요한 파일럿 신호를 증가시키지 않고 구할 수 있다.

본 논문에서는 채널이 선형적으로 변한다고 가정한다. 그림 2는 채널이 선형적으로 변할 때의 변화 추이를 보여주고 있다. 채널이 선형적으로 변한다고 가정하면,  $H_{n,\beta}^m$ 과  $H_{n+3,\beta}^m$ 을 이용하여  $H_{n+1,\beta}^m$ 과  $H_{n+2,\beta}^m$ 를 다음과 같이 표현할 수 있게 된다.

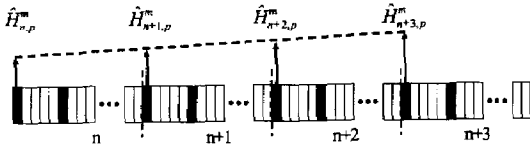


그림 2. 채널의 상관성을 이용한 시변 채널 추정

$$H_{n+1,p}^m = \frac{2H_{n,p}^m + H_{n+3,p}^m}{3}, \quad (10)$$

$$H_{n+2,p}^m = \frac{H_{n,p}^m + 2H_{n+3,p}^m}{3}$$

여기서 선형적인 방법을 사용하지 않고 고차원의 보간 방법을 사용하면 보다 정확하게  $H_{n+1,p}^m$ 과  $H_{n+2,p}^m$ 를 근사화 할 수 있다. 그러나 이 경우 복잡도가 증가하게 되는 단점이 생긴다.

식 (10)을 이용하여 식 (9)를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$Y = AH + W \quad (11)$$

여기서

$$[Y_{n,p} \ Y_{n+1,p} \ Y_{n+2,p} \ Y_{n+3,p}]^T, \quad H \text{는}$$

$$[H_{n,p}^1 \ H_{n,p}^2 \ H_{n+3,p}^1 \ H_{n+3,p}^2]^T, \quad W \text{는}$$

$$[W_{n,p} \ W_{n+1,p} \ W_{n+2,p} \ W_{n+3,p}]^T, \quad \text{그리고}$$

$A$ 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$A = \begin{bmatrix} X_{n,p}^1 & X_{n,p}^2 & 0 & 0 \\ \frac{2}{3}X_{n+1,p}^1 & \frac{2}{3}X_{n+1,p}^2 & \frac{1}{3}X_{n+1,p}^1 & \frac{1}{3}X_{n+1,p}^2 \\ \frac{1}{3}X_{n+2,p}^1 & \frac{1}{3}X_{n+2,p}^2 & \frac{2}{3}X_{n+2,p}^1 & \frac{2}{3}X_{n+2,p}^2 \\ 0 & 0 & X_{n+3,p}^1 & X_{n+3,p}^2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

식 (11)을 살펴보면, 채널 응답의 시변 특성을 이용하여 구해야 하는 채널 응답의 개수를  $A$ 의 rank만큼으로 줄인 것을 확인할 수 있다. 따라서 더 이상의 파일럿 신호 없이  $A$ 만을 이용하여 구하고자 하는 모든 채널 응답을 구할 수 있다.

LS 추정을 이용하여 채널을 추정한다고 가정하면, 식 (11)로부터  $H$ 를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{H} = A^+ Y \quad (13)$$

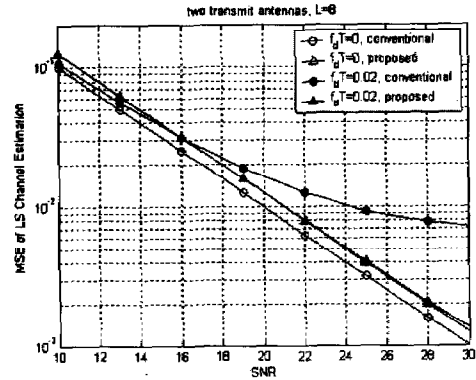


그림 3. 채널 변화에 따른 각각의 채널 추정 방법의 MSE 성능 비교

III.1절에서와 마찬가지로 제안한 채널 추정에서도  $A$ 의 원소인 각기 다른 전송 안테나에서 전송되는 파일럿 신호들을 직교하게 설계함으로써 채널 추정의 오류를 최소화시킬 수 있다. 일반적인 채널 추정 기법의 경우 쉽게 간단한 파일럿 신호를 찾아낼 수 있으나, 제안한 기법의 경우에는  $A$ 가 복잡한 형태로 이루어져 있기 때문에 쉽게 직교가 되는 행렬을 찾기가 어렵다. 따라서 채널 추정의 오차가 최소화 되도록  $A$ 의 원소를 찾는 방법은 앞으로의 연구 과제이다.

#### IV. 모의실험 결과 및 분석

실험에서는 2개의 전송 안테나를 이용하는 OFDM 시스템을 사용하였다. 실험에 사용된 채널은 탭 개수  $L$ 이 8인 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널로서 하나의 OFDM 심볼내에서는 채널이 일정하다는 가정하에 시간상에서의 상관관계는 Jakes' Model을 따른다. 전체 부반송파 개수  $K$ 는 64,  $P$ 는 8, Cyclic prefix의 개수는 16이고, QPSK 변조 방식을 사용하였다.

그림 3은 정규화 된 도플러 주파수(normalized Doppler frequency)  $f_d T$ 가 0, 0.02일 때 일반적인 채널 추정 기법과 제안한 채널 추정 기법에 대하여 SNR에 따른 MSE 성능을 보인다.  $f_d T$ 가 0인 경우, 다시 말해 시간상으로 채널이 변하지 않을 경우, 일반적인 채널 추정 기법에 비해 제안한 채널 추정 방법이 SNR 측면에서 약 1dB 손해를 볼 수 있다. 이는 제안한 채널 추정 방법에서

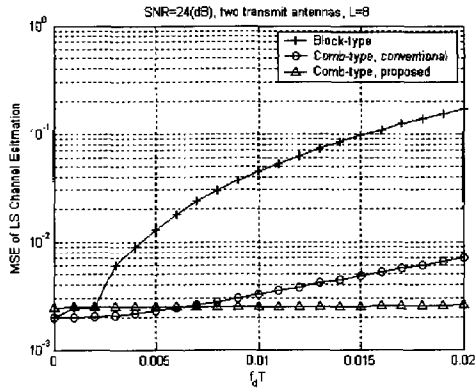


그림 4.  $f_d T$  변화에 따른 각각의 채널 추정 방법의 MSE 성능 비교

사용하는 파일럿 신호가 각각의 안테나간에 서로 직교성을 가지고 있지 못하기 때문이다. 그러나,  $f_d T$ 가 0.02일 경우, 일반적인 채널 추정 기법은 MSE의 error floor 현상을 발생시킨다. 반면, 제안한 기법은 시간상으로 채널이 빨리 변함에도 불구하고 성능의 변화가 거의 없음을 알 수 있다. MSE가 10<sup>-2</sup>에서 제안한 채널 추정 기법이 일반적인 추정 기법에 비해 약 2dB 이득을 얻는다. 이 결과로부터, 제안한 채널 추정 기법이 시변 채널에서 훨씬 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 4는 SNR이 24dB에서 block 방식의 파일럿 패턴에서 LS 추정 방법을 사용한 것과 comb 방식의 파일럿 패턴에서 기존의 추정 기법과 제안한 추정 기법을 사용할 때의 MSE 성능을  $f_d T$ 의 변화에 따라 보여주고 있다. Block 방식과 comb 방식의 정당한 비교를 위하여, 파일럿과 데이터의 비율을 맞추어 주었다. 그림 4에서 보듯이, block 방식은 시불변 채널에서 comb 방식과 동일한 성능을 나타낸다. 그러나  $f_d T$ 가 증가함에 따라 성능이 급격히 감소하게 되어 도플러 주파수가 높을 경우 실제 사용이 불가능하다. 한편, 채널이 시간상으로 빨리 변하는 경우에는 제안한 채널 추정 기법이 일반적인 채널 추정 기법과 비교하여 훨씬 나은 성능을 보이고 있다.

그림 5는 채널 변화에 따른 전체 시스템 성능을 보여주고 있다. 채널이 변하지 않을 경우에는 일반적인 채널 추정 기법을 사용한 것과 제안한 기법을 사용한 경우의 성능 차이가 거의 나질 않는다. 그러나 채널이 변하는 경우에는, 그림 3과 마찬가지로,

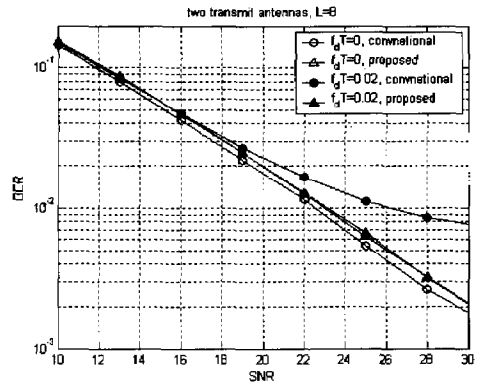


그림 5. 채널 변화에 따른 각각의 채널 추정 방법의 BER 성능 비교 (uncoded QPSK)

제한한 채널 추정 기법을 사용한 경우에는 성능의 변화가 없지만 기존의 방법을 사용한 경우에는 성능 하락이 심하게 나타나는 것을 볼 수 있다. 따라서 시변 채널에서 제안한 방법을 사용하는 것이 BER 성능 측면에서도 훨씬 유리한 것을 알 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 모바일 MIMO OFDM 시스템에서 시변 채널을 추정하기 위한 새로운 방법을 제안하였다. 또한 제안한 다중 안테나 채널 추정 기법의 성능을 분석하고 검증하였다. 제안한 다중 안테나 시스템에서의 시변 채널 추정 기법은 채널의 시간적인 상관관계를 이용하여 도플러의 영향을 고려하였다. 채널의 시간적인 상관관계를 간단한 선형 함수로 모델링하여 사용함으로써, 간단하면서도 최적의 성능과 거의 비슷한 채널 추정 성능을 얻을 수 있도록 하였다. 뿐만 아니라, 제안한 채널 추정 방식은 단일 안테나 시스템에서 사용하던 파일럿 구조를 그대로 사용함으로써 기존의 시스템을 다중 안테나 시스템으로 확장할 경우에도 파일럿 구조를 변경하지 않고 그대로 사용할 수 있는 가능성을 넓혀 주었다.

## 참고 문헌

- [1] A.R.S. Bahai, B.R. Saltzberg, *Multi-carrier digital communications : theory and applications of OFDM*, Kluwer Academic/Plenum, 1999.

