

# 감쇄채널 환경에서 직교 주파수 분할 다중화 부호분할 다중접속 시스템을 위한 효율적 채널 추정기

정회원 정혜정\*, 김형명\*\*

## An Efficient Channel Estimator for OFDM-CDMA Systems in Fading Channels

Hyejung Jung\*, Hyung-Myung Kim\*\* *Regular Members*

### 요 약

이 논문에서는 채널 상태가 천천히 변할 때, 직교 주파수 분할 다중화 부호분할 다중접속 시스템에 적합한 채널 추정 방법을 제안하고 성능을 분석한다. 제안한 채널 추정 방법은 시간과 주파수 영역 모두에 파일럿 심볼을 삽입하고, 이산 푸리에 변환 후 영을 채워 넣는 방법을 이용한 내삽법으로 모든 부채널의 전달 함수를 얻는다. 또한 변환 영역에서 저대역 여파를 통해 받은 파일럿 신호에 존재하는 가산성 백색 정규 잡음의 영향을 상당히 줄일 수 있다. 이 때 저대역 여파기의 차단 주파수는 채널의 다중경로 수에 따라 정해진다. 같은 방법을 이용한 내삽법을 시간축에서 적용하여 시간에 따라 변하는 부채널의 채널 응답을 얻을 수 있다. 이 논문에서는 여러 가지 내삽법에 대한 평균 제곱 오차 성능을 수식적으로 제시한다. 제안한 저대역 여파를 결합한 내삽법을 쓰면 채널의 통계적 특성에 관한 정보 없이, 그리고 훨씬 적은 계산량으로 선형 최소 평균 제곱 오차 추정기와 비슷한 성능을 얻는다. 레일리 감쇄 채널에 대한 모의 실험을 통해 같은 비트 오류율에 대한 신호 대 잡음 비의 이득이 있음을 보인다.

### ABSTRACT

In this paper we propose and analyze a method of estimating the channel transfer function for orthogonal frequency division multiplexing-code division multiple access (OFDM-CDMA) systems under slowly time-variant radio channel conditions. The proposed channel estimation method is based on pilot symbols inserted both in time and frequency domains and a truncated DFT-zero padding interpolation algorithm. Owing to the low-pass filtering in a transform domain, the additive white Gaussian noise in the received pilot signals is reduced considerably. The optimal cut-off frequency of the transform domain filter is selected according to the number of multipaths. After the truncated DFT-zero padding interpolation in the frequency domain, we also apply it to the time domain to obtain the time-variant channel response in each subchannel. We present analytical expressions of the mean-squared error (MSE) for various interpolation methods. The proposed channel estimator not only qualifies the MSE performance comparable to that of the linear minimum mean-squared error (LMMSE) estimator without knowing the channel correlation but also has much lower computational complexity. Computer simulations over Rayleigh fading channels demonstrate an improvement in  $E_b/N_0$  for the same bit error rate (BER).

\* 한국과학기술원 전자전신학과 통신신호처리 연구실(jhj@csplab.kaist.ac.kr), \*\* 한국과학기술원 전자전신학과 (hmkim@csplab.kaist.ac.kr)

논문번호 : K01131-0512, 접수일자 : 2001년 5월 12일

## I. 서론

직접수열 부호분할 방식을 쓴 다중접속 시스템은 최근 무선 이동 통신에서 큰 관심을 끌고 있다. 그러나, 고속 정보 전송 분야에서는 다중접속 간섭과 부호사이의 간섭 때문에 직접수열 부호분할 다중접속 (DS-CDMA) 시스템의 용량이 제한된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 제안된 유망한 기술이 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 방식과 직접수열 부호분할 다중접속을 결합한 OFDM-CDMA이다<sup>[1][2]</sup>.

OFDM-CDMA 시스템에서는 감쇄 정도가 심할 때 신호가 크게 손상되는 것을 막기 위해, 데이터를 여러 개의 부반송파에 나누어 전송한다. 광대역 이동 통신 시스템에서 일반적으로 무선 채널에는 다중 경로 지연으로 인한 주파수 선택성, 도플러 주파수 이동 때문에 생기는 시간 선택성이 있다. 각 부채널이 평탄 감쇄를 겪도록 OFDM 시스템을 적절히 설계하면, 채널의 주파수 선택적 감쇄 효과를 줄일 수 있다<sup>[3][4]</sup>. 또한 OFDM-CDMA는 단일 반송파를 쓰는 시스템에 비해 칩 지속 시간이 길고 낮은 속도의 병렬 신호 처리가 가능하므로, 고속 비트율을 요구하는 서비스에 적합하다.

앞에서 언급한 것처럼, 무선 채널의 전달 함수는 시간과 주파수에 따라 동적으로 변하며, 가산성 백색 정규 잡음이 항상 존재한다. 따라서 OFDM-CDMA 신호를 검파 하려면 계속적으로 채널의 상태를 추정해야 한다. 이전의 몇몇 연구들<sup>[5]</sup>을 통해 파일럿을 쓴 채널 추정이 OFDM 시스템에 적합한 방법임을 알 수 있었다. 단일 반송파 시스템에서는 일반적으로 시간 영역에서만 채널추정을 하였으나, 다중 반송파 전송 시스템에서는 시간과 주파수 영역 모두에서 채널을 추정하는 것이 가능하다. 이렇게 이차원 채널 추정을 하면 파일럿 심볼에 의한 오버헤드를 상당히 줄일 수 있는 잇점이 있다<sup>[6]</sup>.

이 논문에서는 순방향 동기 OFDM-CDMA 시스템에서 파일럿 심볼을 쓴 이차원 채널 추정을 다루며, 절단 이산 푸리에 변환영 삽입 내삽법을 (truncated DFT-zero padding interpolation) 이용한 채널 추정기를 제안한다. 이차원 채널 추정에서는 파일럿의 오버헤드가 작으므로, 대부분의 채널값을 내삽법으로 알아내야 한다. 따라서, 정확한 채널 추정을 위해서는 내삽기의 성능이 매우 중요하다. 대역이 한정되어 있는 신호의 경우, 평균 제곱 오차 (MSE) 측면에서 푸리에 변환과 영 삽입으로 구현

하는 내삽법이 다항 내삽법보다 성능이 우수하다. 그러나, 위의 내삽법을 최소 제곱 채널 추정값에 직접 적용하면, 수신된 파일럿 신호에 존재하는 가산성 백색 정규 잡음과 채널 사이의 간섭 때문에 추정의 정확성이 크게 떨어진다. 제안한 방법에서는 항을 줄이기 위해 수신 파일럿 신호를 푸리에 변환한 뒤 변환 영역에서 저대역 여파기를 통과시킨다. 이 때 저대역 여파기의 최적 또는 부최적 차단 주파수는 채널 특성에 따라 정해진다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II장은 파일럿 심볼을 쓴 채널 추정기가 있는 OFDM-CDMA 시스템에 관해 기술하고, 시간/주파수 영역에서 채널을 추정하는 방법을 설명한다. III장에서는 이 논문에서 제안한 채널 추정 방법을 제시하고, IV장에서 평균 제곱 오차 분석과 모의 실험을 통해 여러가지 기존의 채널 추정기와 그 성능을 비교한다. 마지막으로 V장에서 결론을 내렸다.

## II. 파일럿 기반 채널 추정기를 가진 OFDM-CDMA 시스템

### 1. 시스템 모형

순방향 전송 시스템을 고려할 때, 그림 1은 OFDM-CDMA 송신기, 즉 기지국의 블럭 모형이다. 처리 이득이  $L$ 일 때, 하나의 기지국에서 처리할 수 있는 최대 사용자 수  $N_u$ 는  $L$ 과 같다. 여기서  $d^m[i]$ 는 비트 에너지가  $E_b$ 인  $u$ 번째 사용자의  $i$ 번째 이진 위상 변조 입력 데이터이다. 비트 지속 시간이  $T_b$ 인 각 데이터 비트  $d^m[i]$ 는 각 사용자의 확산 코드  $c^u = (C_0^u, C_1^u, \dots, C_{L-1}^u)$ 에 의해 확산된다. 확산 코드의 각 칩  $C_l^u, l=0, \dots, L-1$ 의 길이는  $T_c = T_b/L$ 이며, 동기가 정확히 맞을 때 교차 상관값이 0인 직교 월시-하다마드 코드를 쓴다. 확산 코드에 의해 변조된  $N_u$ 명 사용자의 데이터를 동기를 맞추어 더하면, 그 결과로  $X[i] = (X_0[i], X_1[i], \dots, X_{L-1}[i])$ 를 얻을 수 있고, 이것은 데이터를 직렬에서 병렬로 바꾸어 주는 변환기의 입력이 된다.  $X_l[i], l=0, \dots, L-1$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$X_l[i] = \sum_{m=1}^{N_u} d^m[i] C_l^m \quad 0 \leq l < L \quad (1)$$

DS-SS-CDMA 수열  $\{X_l[i]\}$ 는  $N$ 개의 복소수 신호를 동시에 전송할 수 있는 OFDM 시스템에 의해

병렬로 전송된다. 여기서, 채널 추정을 위해 몇 개의 OFDM 블록 데이터 스트림에는 수신기가 값을 알고 있는 파일럿 심볼을 삽입한다. 그림 1에서 볼 수 있는 것처럼 전체 OFDM 부채널의 수는 확산 코드 길이의 정수배, 즉  $N=ML$ 로 정해지며, OFDM 심볼 길이는  $T_s=MT_s$ 이다. 파일럿 심볼이 삽입된 OFDM 블록에서 파일럿의 위치는 다음과 같다. 전체  $N$ 개의 부채널에서 이웃하는  $M$ 개의 부채널들을 하나의 그룹으로 하여 나누었을 때, 각 그룹의 첫 번째 부채널에 파일럿 심볼을 전송한다. 따라서, 사용자는 파일럿이 삽입된 OFDM 블록에서는 한 OFDM 심볼마다  $M-1$ 개의 데이터 비트를, 데이터만으로 구성된 OFDM 블록에서는  $M$ 개의 데이터 비트를 전송할 수 있다. 파일럿이 삽입된 OFDM 블록은 아래와 같이 쓸 수 있다.

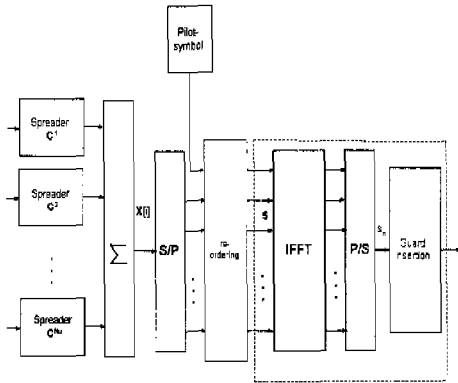


그림 1. OFDM-CDMA 송신기 블록 모형도

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S} &= (X_0^P, X_0[1], \dots, X_{M-2}[1], X_1^P, X_{M-1}[1], \dots \\
 &\quad , X_{2M-3}[1], X_2^P, X_{2M-2}[1], \dots \\
 &\quad , X_{L-M}[M-1], X_{L-1}^P, X_{L-M+1}[M-1], \\
 &\quad \dots, X_{L-2}[M-1], X_{L-1}[M-1])^T \\
 &= (S_0, S_1, \dots, S_{N-1})^T
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

위 식에서  $\mathbf{X}^P = (X_0^P, X_1^P, \dots, X_{L-1}^P)^T$ 는 파일럿 심볼들을 나타낸다. 파일럿이 없는 OFDM 블록에서는  $\mathbf{S}$ 가 데이터만으로 이루어져 있다. 직렬에서 병렬로 변환된 데이터들은 역 이산 푸리에 변환으로  $N$ 개의 부반송파에 변조되고, 합해져서 병렬/직렬 변환기로 보내진다. 역 이산 푸리에 변환으로 만들어진 OFDM 신호를 기저대역 이산시간 신호로 나타내면 아래와 같다.

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} S_m e^{j2\pi n m / N}, \quad 0 \leq n < N
 \tag{3}$$

연속하는 OFDM 심볼 사이에 보호구간  $\Delta$ 를 삽입한 후 무선 채널에 전송한다. 이 때 심볼 사이의 간섭과 채널 사이의 간섭을 없애기 위해 보호구간  $\Delta$ 를 채널의 다중 경로 지연 확산  $T_m$ 보다 크도록 정하며 전체 OFDM 심볼 길이는  $T = T_s + \Delta$ 가 된다.  $M$ 값을 증가시키면 보호구간의 상대적 오버헤드  $\Delta/T$ 가 감소하지만, 한 OFDM 심볼 구간 내에서 채널 상태가 거의 일정하도록 하기 위해서는 심볼 길이가 coherence time ( $\Delta t$ )보다 작도록  $M$ 값을 제한해야 한다.

그림 2는  $p$ 번째 이동국의 OFDM-CDMA 수신기이다.  $P$ 개의 임펄스로 구성된 다중 경로 감쇄 채널 모형을 식으로 나타내면 다음과 같다

$$h(t) = \sum_{p=0}^{P-1} h_p(t) \delta(t - \tau_p)
 \tag{4}$$

여기서  $P$ 는 채널의 전체 경로 수이며  $\tau_p$ 는  $p$ 번째 경로의 상대적 시간 지연,  $h_p(t)$ 는 시간에 따라 변하는 채널 매개 변수로서 진폭 감쇄와 위상 변화를 고려한 것이다. 레일리 감쇄 채널에서  $h_p(t)$ 는 평균이 0인 복소 정규 확률 과정이다. 즉, 특정 시간  $t_0$ 에서 표본값  $h_p(t_0)$ 는 진폭이 레일리 분포를, 위상이  $[0, 2\pi)$ 에서 균일한 분포를 갖는 확률 변수이다. 각 채널 측정 표본들이 하나의 칩 구간  $T_c$  내에서는 구분될 수 없다고 가정하면,  $\tau_p$ 를 칩 구간  $T_c$ 의 정수배, 즉  $\tau_p = pT_c$ 로 둘 수 있다. 보호 구간이 다중 경로 지연 시간보다 길며 동기가 정확히 맞으면, 각 OFDM 블록 내에서 심볼 사이의 간섭이 없다. 따라서 보호구간을 없앤 하나의 OFDM 심볼만을 생각할 수 있다. 연속 시간 변수  $t$  대신 이

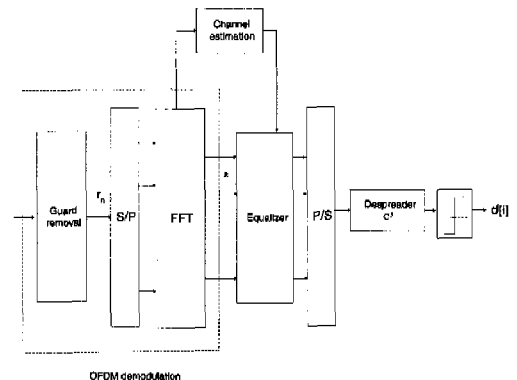


그림 2. OFDM-CDMA 수신기 블록 모형도

산 시간 영역 지표  $n$ 을 써서 보호구간을 없앤 OFDM 수신 신호를 쓰면 다음과 같다.

$$r_n = y_n + w_n = \sum_{p=0}^{N-1} h_{n,p} s_{n-p} + w_n, \quad n=0, \dots, N-1 \quad (5)$$

여기서  $h_{n,p}$ 는 시간  $nT_c$ 에 신호  $h_p(t)$ 로부터 표본화 한  $p$ 번째 경로 채널 총격 응답을 나타내고,  $w_n$ 은 가산성 백색 정규 잡음이다.

수신 표본  $r_n$ 은 복조를 위해 이산 푸리에 변환 블럭으로 보내진다. 복조된 신호는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$R_m = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j2\pi mn/N}, \quad m=0, \dots, N-1 \quad (6)$$

식 5를 식 6에 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$R_m = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \left( \sum_{p=0}^{N-1} H_p^{(m-k)} e^{-j2\pi kp/N} \right) + W_m \quad (7)$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} S_k H_{m,k} + W_m, \quad m=0, \dots, N-1$$

위 식에서  $W_m = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j2\pi mn/N}$ 이고,  $H_p^{(m-k)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,p} e^{-j2\pi n(m-k)/N}$ 이다. 여기서,  $H_p^{(m-k)}$ 는 시간에 따라 변하는 채널  $h_{n,p}$ 의 이산 푸리에 변환을 뜻한다. 하나의 OFDM 심볼 구간동안 채널 상태가 시간에 따라 변하지 않는다고 가정할 수 있다면, 즉  $h_{n,p} = h_p$ 이면,

$$H_p^{(m-k)} = \frac{1}{N} h_p \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi nm(m-k)/N} = \begin{cases} h_p, & m=k \text{ 일 때} \\ 0, & m \neq k \text{ 일 때} \end{cases} \quad (8)$$

이다. 여기서  $h_p$ 는  $E\left\{\sum_{n=0}^{N-1} |h_{n,p}|^2\right\} = 1$ 이고, 평균이 영인 복소 정규 확률 변수이다. 위 식으로부터 복조된 신호를 다시 쓰면

$$R_m = S_m H_m + W_m, \quad m=0, \dots, N-1 \quad (9)$$

이고, 여기서  $H_m = \sum_{p=0}^{N-1} h_p e^{-j2\pi pm/N}$ 이다. 한편 식 7을 아래와 같이 벡터 식으로 나타낼 수 있다.

$$R = \Phi S + W \quad (10)$$

위 식에서  $R = [R_0, R_1, \dots, R_{N-1}]^T$ ,  $S = [S_0, S_1, \dots, S_{N-1}]^T$ ,  $W = [W_0, W_1, \dots, W_{N-1}]^T$ 이며

$$\Phi = \begin{bmatrix} H_{0,0} & H_{0,1} & \dots & H_{0,N-1} \\ H_{1,0} & H_{1,1} & \dots & H_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N-1,0} & H_{N-1,1} & \dots & H_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (11)$$

이다. 식 9로부터 알 수 있듯이 채널이 OFDM 한 심볼 구간동안 변하지 않으면 채널의 전달 함수 행렬  $\Phi$ 는 대각 행렬이 된다.

$$\Phi = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

실제 상황에서는 OFDM 심볼 구간 동안 채널이 조금씩이나마 변화하므로 채널 사이의 간섭이 생기게 된다. 그러나, 최대 도플러 주파수가 전송되는 심볼 주기의 5%이내이면 신호 대 간섭비가 채널 간섭을 무시할 수 있을 만큼 크므로 위의 가정이 타당하다고 볼 수 있다<sup>[8]</sup>.

행렬  $\Phi$ 가 대각 행렬일 때,  $\Phi$ 의 대각 성분으로 채널 전달 함수 벡터  $H$ 를 새로이 정의할 수 있다.  $H$ 를 추정하기 위해 먼저 수신 신호  $R$ 로부터 수신 파일럿 심볼  $\{R_l^p\}$ ,  $l=0, 1, \dots, L-1$ 을 얻는다. 수신 파일럿 신호를 최소 제곱 추정하여 파일럿 채널의 채널 추정값을 구한다. 다음으로 일차원 내삽을 시간 영역과 주파수 영역에 대해 독립적으로 적용하여, 모든 부채널과 표본 시간에 대한 채널 전달 함수를 추정한다. 채널값 추정 후 채널에 의한 왜곡을 보상하기 위해 최소 평균 제곱 오차 등화기를 쓴다<sup>[9]</sup>. 등화 후 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{S} = ER = E\Phi S + EW \quad (13)$$

여기서  $E$ 는  $N \times N$  대각 행렬이며 행렬  $E$ 의 대각 성분  $\{E_n\}$ 은 복소 등화 계수이다. 최소 평균 제곱 오차 등화기의 경우  $E_n$ 은 아래와 같이 정의된다.

$$E_n = \frac{\hat{H}_n^*}{|\hat{H}_n|^2 + 1/(\gamma_b N_s)} \quad (14)$$

여기서  $\gamma_b$ 는 신호 대 잡음비를 나타낸다.  $\hat{S}$ 로부터 파일럿 심볼을 없애면  $\hat{X}[i] = (\hat{X}_0[i], \hat{X}_1[i], \dots, \hat{X}_{L-1}[i])$ 를 얻을 수 있다. 마지막으로 역확산 과정과 문턱 검파기를 통과시키면,  $i$ 번째 사용자 데이터 비트의 추정값

$$\hat{d}^i[i] = \text{sign}\left[\text{Re}\left(\sum_{l=0}^{L-1} \hat{X}_l[i] C_l^i\right)\right] \quad (15)$$

을 얻을 수 있다.

2. 파일럿 심볼을 이용한 이차원 채널 추정 기법  
 파일럿 심볼을 쓴 채널 추정 기법은 수신기에 값이 알려진 파일럿 심볼을 데이터 스트림에 주기적으로 삽입하여 전송한 뒤, 수신기에서 파일럿 신호의 진폭과 위상 변화를 보고 채널의 전달 함수를 추정하는 것이다. 파일럿 심볼의 밀도가 채널 대역폭에 대해 충분하다면, 내삽으로 전체 채널 추정치를 얻을 수 있다. OFDM-CDMA 전송 구조에서는 시간과 주파수 영역 모두에서 채널을 추정하는 것이 가능하다. 이러한 이차원 채널 추정은 추정 오차뿐만 아니라 필요한 파일럿의 수를 줄일 수 있다.

1) 파일럿 심볼의 배치

파일럿에 기반한 채널 추정에서 파일럿 심볼을 어떻게 두느냐 하는 것은 중요한 문제이며, 이에 관한 연구가 이루어져 왔다<sup>[5]</sup>. 이 논문에서는 파일럿을 주파수와 시간 영역에 대해 직사각형으로 두었고, 이차원 채널 추정 처리 단위로 OFDM 프레임을 정의한다. 그림 3은 k번째 OFDM 프레임의 직사각형 격자를 보여준다. 그림에서 볼 수 있듯이, 주파수 영역에서 이웃하는 두 파일럿 심볼 사이에 위치하는 데이터 심볼의 수는  $N_f - 1$ 이다. 마찬가지로,  $N_f - 1$ 은 시간 영역에서 파일럿 사이에 있는 데이터 수를 나타낸다. 한 OFDM 프레임에 속하는 OFDM 블럭의 수를  $N_s$ 로 표시하고,  $N_s$ 는 시스템에 따라 추정의 정확성과 처리 지연 시간을 고려하여 정한다.

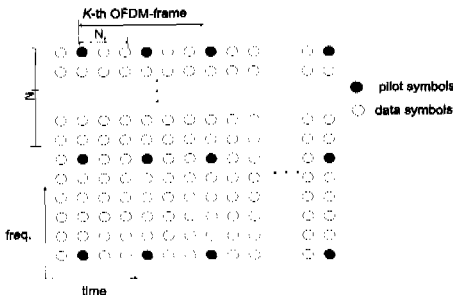


그림 3. k번째 OFDM 프레임에서 파일럿 심볼 배열

내삽에 의해 신뢰할 만한 채널 전달 함수의 추정치를 얻으려면 파일럿 사이의 간격이 표본화 정리를 만족해야 한다. 즉,  $F_s$ 가 부반송파의 주파수 간격을 나타낼 때, 주파수 축에서 파일럿 심볼의 간격  $(\Delta f)_p = N_f \cdot F_s$ 는 채널의 coherence bandwidth

$(\Delta f)_c$ 보다 훨씬 작아야 한다. 시간 축에서 파일럿 심볼의 간격  $(\Delta t)_p = N_s \cdot (T_s + \Delta)$ 도 앞의 경우처럼 채널의 coherence time  $(\Delta t)_c$ 보다 작아야 한다. 이것을 식으로 나타내면 다음과 같다<sup>[12]</sup>.

$$f_{D_{max}} \cdot (T_s + \Delta) \cdot N_s \leq 1/2 \tag{16}$$

$$F_s \cdot T_m \cdot N_f \leq 1/2 \tag{17}$$

여기서  $f_{D_{max}}$ 는 최대 도플러 주파수이며,  $T_s = 1/F_s$ 이다. 이 논문에서는 OFDM-CDMA 시스템 특성 상 OFDM 블럭 하나에 삽입할 수 있는 파일럿 심볼 수는 확산 코드 길이  $L$ 의 정수배이다. 앞 절에서 언급한 것처럼  $L$ 개의 파일럿 심볼이  $N$ 개의 부반송파에 균일하게 분포하도록 시스템을 정의하였으므로, 주어진 시스템의 파일럿 간격은  $N_f = N/L = M$ 이 된다.

2) 파일럿 신호를 이용한 채널 추정

파일럿을 이용하여 채널을 추정할 때 우선 파일럿 위치에서 정확한 채널 추정이 이루어져야 한다. 채널 추정기의 복잡도를 고려할 때, 일반적으로 많이 쓰는 파일럿 신호 검파 방식은 최소 제곱 추정이다. 파일럿이 삽입된 OFDM 블럭에서 파일럿 신호  $\{X_l^p\}$ ,  $l=0,1,\dots,L-1$ 이 같은 복소수 값  $c$ 를 갖는다고 가정하면, k번째 부반송파에 변조된 OFDM-CDMA 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$S_k = S_{M+m}, \quad 0 \leq k < L \tag{18}$$

$$= \begin{cases} c & m=0, \\ \text{정보데이터} & m=1,2,\dots,M-1 \end{cases}$$

파일럿 심볼을 변조한 부반송파들의 채널값을

$$\mathbf{H}^P = (H_0^P, H_1^P, \dots, H_{L-1}^P)^T \tag{19}$$

$$= (H_0, H_M, \dots, H_{(L-1)M})^T$$

라 두고, 수신 파일럿 신호 벡터를

$$\mathbf{R}^P = (R_0^P, R_1^P, \dots, R_{L-1}^P)^T \tag{20}$$

라 두자. 수신 파일럿 신호 벡터  $\mathbf{R}^P$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}^P = \mathbf{\Phi}^P \mathbf{X}^P + \mathbf{W}^P \tag{21}$$

위 식에서  $\mathbf{W}^P = (W_0^P, W_1^P, \dots, W_{L-1}^P)^T$ 는 수신 파일럿 신호에 존재하는 정규 잡음을 벡터로 표현한 것

이며,  $\phi^P$ 는

$$\phi^P = \begin{bmatrix} H_0^P & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1^P & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{L-1}^P \end{bmatrix} \quad (22)$$

이다. 파일럿 신호를 전송한 부채널들의 추정치 벡터는 다음과 같다.

$$\hat{H}^P = \left( \hat{H}_0^P, \hat{H}_1^P, \dots, \hat{H}_{L-1}^P \right) \quad (23)$$

$$= \left( \frac{R_0^P}{c}, \frac{R_1^P}{c}, \dots, \frac{R_{L-1}^P}{c} \right)$$

파일럿 심볼을 변조한 부반송파에서 채널값을 추정 한 후, 내삽을 이용해 데이터를 변조한 채널의 전달 함수를 알아낸다. 먼저, 한 OFDM 블럭 내에서 주파수 영역 내삽을 수행하여 부반송파에 따라 변하는 채널값을 추정한다. 다음으로 여러 개의 OFDM 블럭에 대해 내삽을 적용해서 시간적으로 변하는 채널값을 알아낸다. 일반적으로 계산량이 적고 구현이 쉬운 내삽법은 일차 또는 이차 다항 내삽이다.

일차 다항 내삽법은 선형 내삽으로 (linear interpolation) 불리며, 선형 내삽법으로 구한 데이터 변조 부채널  $n$ ,  $lM \leq n < (l+1)M$ 의 추정치는 아래와 같은 식으로 나타낼 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$\hat{H}_n = \hat{H}_{lM+m} = \left(1 - \frac{m}{M}\right) \hat{H}_l^P + \frac{m}{M} \hat{H}_{l+1}^P$$

$$= \hat{H}_l^P + \frac{m}{M} (\hat{H}_{l+1}^P - \hat{H}_l^P), \quad (24)$$

$$0 \leq m < M$$

OFDM 시스템에서는 주파수와 시간축에 대해 선형 내삽을 두 번 적용하여 이차원 채널 추정을 할 수 있다<sup>[11]</sup>.

선형 내삽법보다는 계산량이 많지만 채널의 변화 정도가 클 때 좀 더 채널 모형에 가까운 방법으로 이차 다항 내삽법이 (Gaussian interpolation) 있으며, 이것은 다음 식으로 주어진다.

$$\hat{H}_n = \hat{H}_{lM+m} = C_{-1} \hat{H}_{l-1}^P + C_0 \hat{H}_l^P + C_1 \hat{H}_{l+1}^P \quad (25)$$

여기서

$$\begin{cases} C_{-1} = \frac{1}{2}(a^2 - a) \\ C_0 = 1 - a^2 \\ C_1 = \frac{1}{2}(a^2 + a) \end{cases}$$

이고,  $a = m/M$ 이다.

위와 같은 다항 내삽법은 계산량이 적고 처리 지연 시간이 적은 장점이 있으나, 동적으로 변하는 채널 특성에 잘 맞지 않는 단점이 있다. 반면, 채널의 통계적 특성을 이용하면 추정 오차를 최소화 할 수 있는 최적 검파기를 구현할 수 있다. 선형 최소 평균 제곱 오차 (LMMSE) 검파기는

$$\hat{H} = G_{LMMSE} \hat{H}^P \quad (26)$$

$$= (R_{H^P H^P}^{-1} R_{H^P H}) \hat{H}^P$$

으로 쓸 수 있으며, 최적 검파기이다<sup>[13]</sup>. 위 식에서  $R_{H^P H^P}$ 는 벡터  $H$ 와 벡터  $H^P$ 의 교차 공분산 행렬이며,  $R_{H^P H^P}$ 는 벡터  $H^P$ 의 자기 공분산 행렬이다. 그러나, 실제로 채널의 공분산 행렬을 아는 것이 쉽지 않고 계산이 매우 복잡하므로, 선형 최소 평균 제곱 오차 검파기를 구현하는 데는 어려움이 있다.

### III. 이산 푸리에 변환-영 삽입에 기반한 제안한 채널 추정기

이 장에서는 이산 푸리에 변환과 영 삽입, 변환 영역에서의 저대역 필터링을 결합한 절단 이산 푸리에 변환-영 삽입 내삽법을 쓴 채널 추정기를 제안한다. 일반적으로 내삽 여파기를 쓴 내삽 과정은 데이터 사이 내삽하고자 하는 표본 위치에 영을 넣은 후 저대역 여파를 하는 것으로 기술할 수 있다. 주어진 데이터 사이에 영을 넣으면 표본화율이 증가하고, 그 결과 입력 표본화율에 맞는 신호 스펙트럼

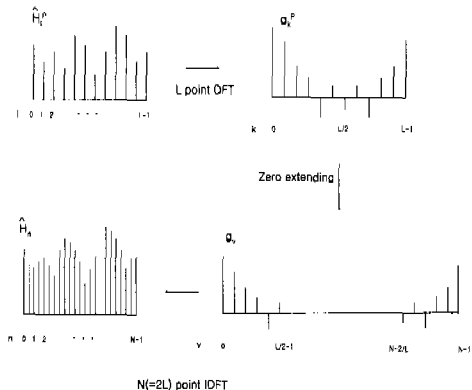


그림 4. 이산 푸리에 변환-영삽입 내삽법

의 복제 스펙트럼들이 출력 표본화율에 따라 정해진 주파수 대역을 채우게 된다. 저대역 여파기는 입력 신호 스펙트럼이 원하는 표본화율을 갖도록 복제 스펙트럼을 없애는 역할을 한다. 한편, 이산 푸리에 변환 후 주파수 영역에서 신호를 처리하여 내삽 여파기를 쓴 것과 같은 효과를 얻을 수 있다. 이러한 방법을 이산 푸리에 변환영 삽입 내삽법이라 하며, 그림 4는 이산 푸리에 변환영 삽입 내삽의 예로서 2:1 내삽을 보여준다.

채널 추정을 위해 내삽을 하기 전, 파일럿 채널의 최소 제곱 추정값에 존재하는 가산성 백색 정규 잡음을 주목할 필요가 있다. 이 잡음은 내삽을 할 때 전체 채널 추정값에 큰 영향을 미친다. 채널의 매개 변수를 모르고, 채널 특성이 시간에 따라 계속적으로 변하는 상황에서 정해진 낮은 차수의 다항 내삽 방법으로 채널값을 추정하는 것은 효과적인 방법이라 할 수 없다. 따라서, 이 논문에서는 백색 정규 잡음의 영향을 최소화하는, 변환 영역 저대역 여파와 이산 푸리에 변환영삽입 내삽을 결합한 새로운 방식을 소개하도록 한다.

이차원 내삽 여파기는 계산의 복잡도가 매우 크므로, 시간과 주파수 방향 각각에 대해 독립적으로 일차원 여파를 수행한다. 먼저 주파수 영역에서 채널값을 내삽하는 것에 대해 생각하기로 하자. 주파수 영역에서 모든 부채널들의 채널값을 알려면 이산 푸리에 변환이 필요하다. 혼동을 피하기 위해, 주파수 영역 채널값의 이산 푸리에 변환 수열이 존재하는 영역을 “변환 영역”으로 정의한다. 변환 영역의 독립변수  $k$ 는 주파수에 따라 채널값이 변하는 속도를 반영하는 “변환 영역 주파수”라고 볼 수 있다.  $\{ \hat{H}_l^P \}$ ,  $l=0,1,\dots,L-1$ 의 변환 영역 표현식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 g_k^P &= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{H}_l^P e^{-j2\pi k l / L} \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \left( H_{(lM)} + \frac{W_{(lM)}}{C} \right) e^{-j2\pi k l / L} \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} H_{(lM)} e^{-j2\pi k l / L} + \frac{1}{C} \sum_{l=0}^{L-1} W_{(lM)} e^{-j2\pi k l / L}
 \end{aligned} \tag{27}$$

위 식에서  $k$ 는 변환 영역 지표이고,  $0 \leq k < L$ 을 만족한다.

그림 5에서 볼 수 있는 것처럼,  $g_k^P$ 의 잡음 성분은 모든 변환 영역 주파수에 대해 존재하는 반면, 신호 성분은 변환 영역의 낮은 주파수 부근에만 위치한다. 이것으로부터, 서로 다른 부채널에 존재하는 잡음 성분들은 독립 확률 변수이고, 신호 성분들

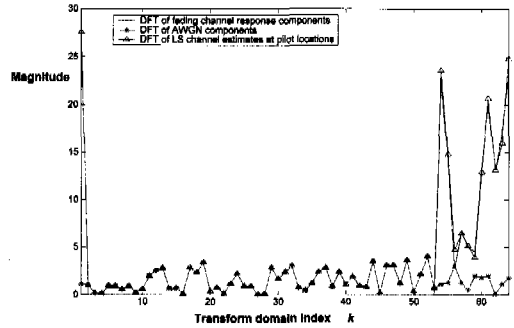


그림 5.  $E_b/N_0=10\text{dB}$ 이고  $P=12$ 일 때 스펙트럼 수열  $|g_k^P|$ 의 예

사이에는 다중 경로 수와 관련된 상관성이 있다는 것을 추측할 수 있다 (부록 A 참조). 이것은 식 27의 각 성분들을 다음과 같이 정리했을 때 더욱 명확해진다.

$$\begin{aligned}
 \sum_{l=0}^{L-1} H_{(lM)} e^{-j2\pi k l / L} &= \sum_{l=0}^{L-1} \left( \sum_{p=0}^{P-1} h_p e^{-j2\pi k (lM) / N} \right) e^{-j2\pi k l / L} \\
 &= \sum_{p=0}^{P-1} h_p \delta(p + k - aL), \quad a \text{는 정수}
 \end{aligned} \tag{28}$$

$$\begin{aligned}
 \sum_{l=0}^{L-1} W_{(lM)} e^{-j2\pi k l / L} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} \left( \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j2\pi n (lM) / N} \right) e^{-j2\pi k l / L} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_n \delta(n + k - aL), \quad a \text{는 정수}
 \end{aligned} \tag{29}$$

일반적으로 다중 경로 지연 확산  $T_m$ 은 비트 구간  $T_b$ 보다 짧다. 즉,  $P < L$ 이다. 따라서, 식 28은 몇몇  $k$ 값에 대해 0이 된다.

변환 영역에서 저대역 여파는 고주파 영역 표본값을 영으로 두어 간단히 구현할 수 있다. 이 때, 수신된 파일럿 신호를 OFDM 복조한 결과는 conjugate symmetry 특성이 없는 복소 신호이다. 식 28로부터

$$\sum_{l=0}^{L-1} H_{(lM)} e^{-j2\pi k l / L} = 0, \quad \text{if } 1 \leq k \leq L - P \tag{30}$$

임을 알 수 있다. 여기서, 신호 성분을 손상시키지 않고  $g_k^P$ 로부터 잡음 성분만을 없애려면, 다음과 같이 변환 영역 여파기  $\{D_k\}$ ,  $0 \leq k \leq L-1$ 를 설계하는 것이 최적이라 할 수 있다.

$$D_k = \begin{cases} 1, & k=0, L-P+1 \leq k \leq L-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{31}$$

이산 푸리에 변환영 삽입 내삽법에서는,  $L$ 개의 표본으로 이루어진 변환 영역 수열  $\{g_v^p\}$ 의 고주파 영역에 값이 영인  $N-L$ 개의 표본을 삽입한다. 그 결과,  $N$ 개의 표본으로 구성된 변환 영역 수열  $\{g_v\}$ 을 얻는다. 이것을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$g_v = \begin{cases} g_v^p, & v=0 \\ 0, & 1 \leq v \leq N-P \\ g_{v-N+L}^p, & N-P+1 \leq v \leq N-1 \end{cases} \quad (32)$$

위 수열  $\{g_v\}$ 를  $N$ -표본 역 이산 푸리에 변환하면, 잡음의 영향을 적게 받은 모든 부채널의 채널 추정값

$$\hat{H}_n = \frac{M}{N} \sum_{v=0}^{N-1} g_v e^{-j2\pi n v / N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (33)$$

을 얻는다. 여기서  $M$ 은 채널값의 크기를 맞추기 위해 곱하였다.

위의 방식은 구현하기 쉬울 뿐 아니라, 채널의 상관 특성을 모르고도 정확한 값을 얻을 수 있다. 마찬가지로 시간 영역에서도 절단 이산 푸리에 변환영 삽입 내삽법을 적용할 수 있다. 시간 영역에서 내삽을 할 때, 사용하는 파일럿 심볼 수가 많으면 좀 더 정확히 채널을 추정할 수 있다. 그러나, 수신된 데이터 심볼을 검파하는데 걸리는 시간이 길어지고, 각 사용자가 저장할 수 있는 데이터 프레임 수 또한 제한되어 있다. 따라서 처리 지연 시간과 추정의 정확성 사이에 균형을 맞추는 것이 필요하다.

#### IV. 성능 평가 및 비교

이 장에서는 제한한 채널 추정 방법을 사용한 OFDM-CDMA 시스템의 성능을 평균 제공 오차와 비트 오류율에 의해 평가하고, 이전의 다른 방법들과 비교한다. 여러 내삽법들의 평균 제공 오차를 수식으로 보이고, 모의 실험으로 레일리 감쇄 채널에서 평균 제공 오차와 비트 오류율 성능을 알아본다.

##### 1. 시스템 설명

모의 실험에서는 다중 경로 확산이  $T_m = 10 \mu s$ 이고, 지연 시간에 따라 전력이 균일하게 분포하는 레일리 감쇄 채널을 고려하였다. 도플러 주파수 모형은 제익스 스펙트럼을<sup>[15]</sup> 사용했다. 2MHz의 주파수 대역을 사용하므로 한 칩 구간의 길이는  $T_c = 0.5 \mu s$

이다. 반송파 주파수가 1GHz일 때, 도플러 주파수는 최대 200Hz까지 고려해야 한다.

OFDM-CDMA 시스템은 주기  $L=64$ 인 윌시-하마드 코드를 쓴다. 따라서, 하나의 기지국 수용할 수 있는 최대 사용자 수는  $N_u=64$ 이다. 전체 OFDM 부반송파 수가  $N=512$ 이므로, 파일럿 심볼이 삽입되지 않았을 때 한 OFDM 심볼에 사용자 한 명이 보낼 수 있는 데이터 비트 수는  $M=80$ 이다. 부반송파들 사이의 거리  $F_s$ 는 3.906KHz이며, 따라서, OFDM 심볼 길이는  $T_s=256 \mu s$ 이다. 채널에 의한 신호의 확산을 보상하기 위해 보호구간을  $\Delta=16 \mu s$ 로 둔다. 여기서는 반송파 주파수와 심볼의 동기화가 정확히 이루어졌다고 가정한다.

##### 2. 평균 제공 오차에 따른 성능 분석

이차원 채널 추정은 시간과 주파수 영역 모두에서 내삽을 수행한다. 여기서는 평균 제공 오차 계산을 간략화하기 위해 주파수 영역 내삽만을 고려하도록 한다. 앞에서 언급한 모든 추정기들은 선형 함수이므로, 아래와 같은 행렬식으로 쓸 수 있다.

$$\hat{H} = G \hat{H}^p \quad (34)$$

여기서  $G$ 는 해당하는  $N \times L$  추정 행렬이다. 오차 벡터  $e = H - \hat{H}$ 의 공분산 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{ee} &= E(|H - \hat{H}|^2) \\ &= R_{HH} - R_{H \hat{H}^p} G^H \\ &\quad - GR_{\hat{H}^p H} + GR_{\hat{H}^p \hat{H}^p} G^H \end{aligned} \quad (35)$$

여기서  $R_{HH}$ 는 채널 감쇄의 자기 공분산 행렬을 나타내며,  $(\cdot)^H$ 은 Hermitian transpose를 뜻한다. 모든 추정기에서 평균 제공 오차는 추정된 감쇄값에 따라 다르다. 그러므로, 추정기 성능을 비교하기 위해서는 모든 감쇄에 대한 산술 평균 오차를 생각해야 한다. 즉,

$$MSE = \frac{1}{N} \text{tr}(R_{ee}) \quad (36)$$

이다. 위 식에서 'tr'은 행렬의 trace를 표시한다.

이산 푸리에 변환영 삽입 내삽을 표시하는 행렬을  $G_{DFT}$ 라 둘 때, 이것은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{H} = G_{DFT} \hat{H}^p = F_N^H A F_L \hat{H}^p \quad (37)$$



위 식에서  $F_L$ 과  $F_N$ 은 각각  $L \times L$ ,  $N \times N$  unitary 이산 푸리에 변환 행렬을 나타내며,  $N \times L$  행렬  $A$ 는

$$A = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (38)$$

이다.

마찬가지로 절단 이산 푸리에 변환 영 삽입 내삽을 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{H} = G_{\text{DFT}} \hat{H}^P = F_N^H A_i F_L \hat{H}^P \quad (39)$$

여기서  $A_i = TA$ 이고,  $T$ 는 변환 영역 저대역 여파기의 차단 주파수에 따라 값이 바뀌는 절단 행렬을 표시한다.

각 추정기를 나타내는 행렬을 식 35에 대입하면 평균 제곱 오차를 계산할 수 있다. 예를 들어, 선형 최소 평균 제곱 오차 추정기 오차의 자기 공분산 행렬은

$$R_{ee} = R_{HH}^{-1} R_{H^P H^P}^{-1} R_{H^P H^P}^H R_{HH}^H \quad (40)$$

이다. 그림 6은 다중 경로의 수가  $P=12$ 일 때 식 35를 계산하여 얻은 평균 제곱 오차를 보여준다. 최적 차단 주파수를 선택했을 때, 제안한 추정기는 선형 최소 평균 제곱 오차 추정기와 거의 같은 성능을 갖는다.  $P=12$ 일 때, 변환 영역에서 신호 성분은 변환 영역 주파수 지표 1부터 52사이에서 존재하지 않는다. 차단 주파수  $f_c$ 로 대칭적으로 고주파 성분을 없애면, 모든 신호 성분은 보존되고 잡음 성분의 일부만이 제거된다. 따라서, 이 경우에는 제안한 추정기의 성능이 선형 최소 평균 제곱 오차 추정기보다 떨어지지만, 다항 내삽기보다는 좋게 나타난다. 한편 신호 대 잡음비가  $15dB$ 보다 낮을 때, 이산 푸리에 변환 영 삽입 내삽법의 성능이 가장 나쁘다. 이것은 가산성 백색 정규 잡음 때문에 불필요한 고주파 성분이 삽입되어 채널 추정 오차를 크게 하기 때문이다.

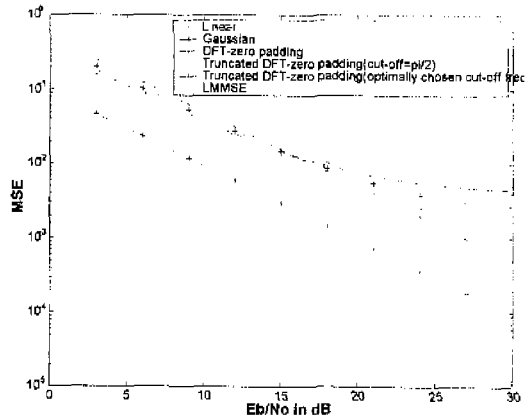


그림 6.  $P=12$ 일 때 신호 대 잡음비에 따른 여러 채널 추정 방법의 평균 제곱 오차 계산

그림 7에서는 신호 대 잡음비가  $10dB$ 일 때, 채널 잡음의 변화 정도와 추정기 성능 사이의 관계를 알 수 있다. 다중 경로의 수가 증가하면 채널의 주파수 선택성이 커진다. 그 결과 변환 영역에서는 신호 성분이 고주파 영역으로 퍼지게 된다. 다중 경로 수  $P$ 가 18이상이면, 이차 다항 내삽기가 일차 다항 내삽기 성능을 능가한다. 이것은 다항 내삽기의 차수가 높을수록 가정한 모형이 빠르게 변하는 신호에 가깝기 때문이다. 이산 푸리에 변환 영 삽입 내삽법은 채널 변화 정도를 가정하지 않으므로, 다중 경로 수에 관계없이 거의 일정한 평균 제곱 오차를 갖는다. 한편 대칭적으로 절단한 이산 푸리에 변환 영 삽입 내삽법에서 경로 수 16을 기점으로 평균 제곱 오차가 갑자기 크게 증가하는 현상을 관찰할 수 있다. 이것은 경로 수가 16보다 크면, 고주파 영

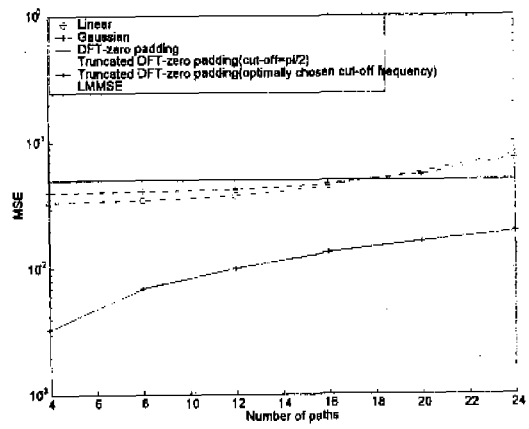


그림 7.  $E_b/N_0=10dB$ 일 때 다중 경로 수에 따른 여러 채널 추정 방법의 평균 제곱 오차 계산

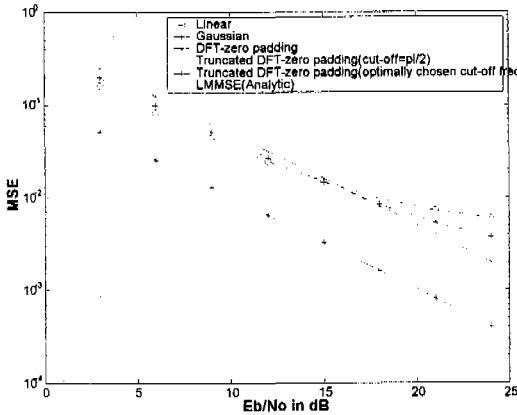


그림 8.  $P=12$ 일 때 주파수 영역 채널 추정에서 여러 내삽 방법들에 대한 평균 제곱 오차 비교

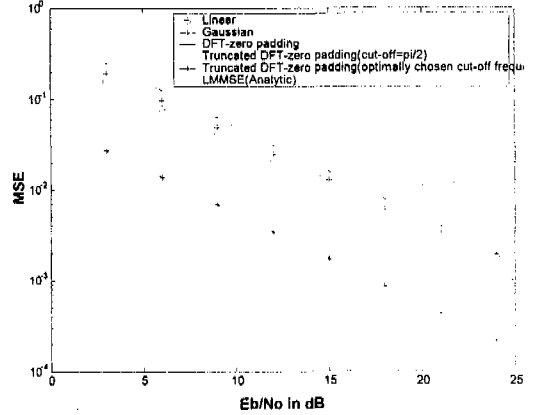


그림 10.  $P=6$ 일 때 주파수 영역 채널 추정에서 여러 내삽 방법들에 대한 평균 제곱 오차 비교

역으로 퍼진 신호 성분이 저대역 여파를 통해 제거되기 때문이다. 이것으로부터, 저대역 여파 과정에서 신호 성분을 제거하는 것은 전체 추정기에 심각한 성능 저하를 가져올 수 있다.

### 3. 모의 실험 결과

제안한 채널 추정기를 가진 OFDM-CDMA 시스템의 비트 오류율을 알아본다. 또한, 각 추정 방법의 정확도와 추정 오차가 비트 오류율에 미치는 영향을 보기 위해 평균 제곱 오차를 제시한다. 성능 평가의 편의성을 위해서 주파수 축에 대한 내삽만을 비교하였다.

먼저 다중 경로의 수가 12일 때부터 알아보기로 하자. 그림 8과 그림 9는 모의 실험 결과를 보여준다. 앞의 분석을 통해 예상했던 것처럼, 최저 차단

주파수를 쓴 절단 이산 푸리에 변환형 삽입 내삽법이 선형 최소 평균 제곱 오차 추정기와 거의 같은 성능을 갖는다. 신호 대 잡음비가 낮을 때는 일차 또는 이차 다항 내삽법이 이산 푸리에 변환형 삽입 내삽법보다 나은 성능을 보인다. 신호 대 잡음비가 크면, 파일럿 심볼의 최소 제곱 추정치에 존재하는 가산성 백색 정규 잡음의 영향이 상대적으로 약해진다. 따라서, 이산 푸리에 변환형 삽입 내삽이 다항 내삽기보다 추정에 정확성을 갖는다.

그림 9는 여러가지 채널 추정기를 가진 OFDM-CDMA 시스템들의 비트 오류율 성능을 보여준다. 이 그림으로부터 채널 추정 오차가 시스템의 성능을 제한한다는 점을 알 수 있다. 제안한 추정기를 가진 OFDM-CDMA 시스템은 기존의 다항 내삽기에 비해 같은 비트 오류율에서 3dB만큼의 신호 대

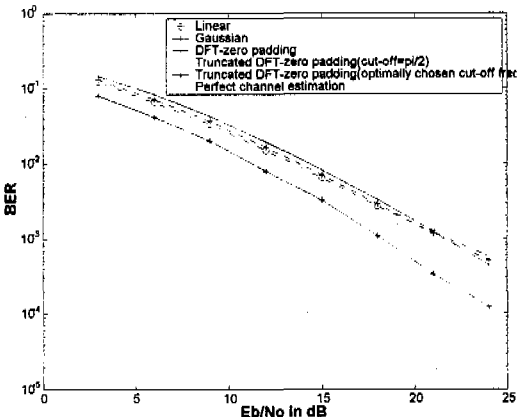


그림 9.  $P=12$ 일 때 주파수 영역 채널 추정에서 여러 내삽 방법들에 대한 비트 오류율 비교

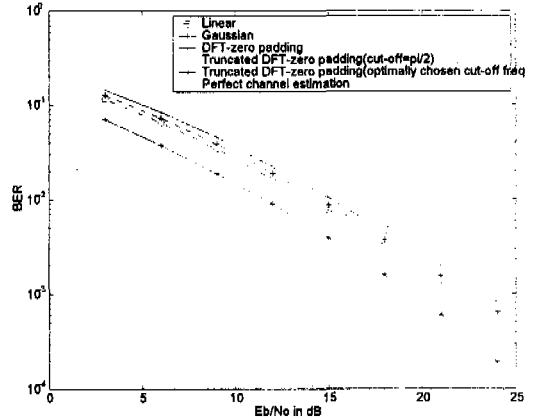


그림 11.  $P=6$ 일 때 주파수 영역 채널 추정에서 여러 내삽 방법들에 대한 비트 오류율 비교

잡음비 이득이 있으며, 채널 추정이 완벽할 때와 비교했을 때 1dB의 손실이 있다.

$P=6$ 일 때 변환 영역에서 신호 성분은  $P=12$ 일 때보다 낮은 주파수 영역에 몰려있다. 즉, 대부분의 변환 영역 주파수에서 신호 성분값이 0이다. 이러한 상황에서 차단 주파수가  $\frac{P}{2}$ 인 대칭 저대역 여파기를 쓴 내삽법은 일차 다항 내삽법과 큰 차이가 없음을 그림 10에서 확인할 수 있다. 또한 주파수에 따른 채널 감쇄의 변화가 천천히 일어나므로, 일차 다항 내삽법이 이차 다항 내삽법보다 적절한 방법이라 할 수 있다. 이것은 그림 8, 그림 9의 결과와 비교했을 때 더욱 명확하다. 그림 11에서 제안한 채널 추정기는 주어진 비트 오류율에 대한 신호 대 잡음 비 측면에서 추정 오차가 없을 때보다 0.3dB 적다. 이것은 앞의  $P=12$ 에서보다 채널 추정이 완벽할 때의 비트 오류율 곡선에 더 가까워진 것이다. 이러한 결과는 다중 경로 수가 작을수록 변환 영역에서 저대역 여파시 많은 양의 잡음을 없앨 수 있기 때문이다.

그림 12와 그림 13은 신호 대 잡음비가 10dB일 때, 채널의 통계적 특성 변화에 따라 각 추정기의 성능 변화를 보였다. 몬테 카를로 모의 실험으로 얻은 평균 제곱 오차는 앞 절에서 분석을 통해 얻은 값과 거의 같다. 그림 12에서 저대역 여파기의 차단 주파수가 부최적으로 정해졌을 때 제안한 추정기의 성능을 보였다. 일반적으로 채널의 최대 지연 확산을 알더라도, 매 순간 변하는 다중 경로 지연을 알기는 어렵다. 따라서 최대 다중 경로 수에 따라 차단 주파수를 설계한다. 이 추정기는 최적 차단 주파수를 쓴 추정기보다는 나쁘지만, 여전히 다른 방법

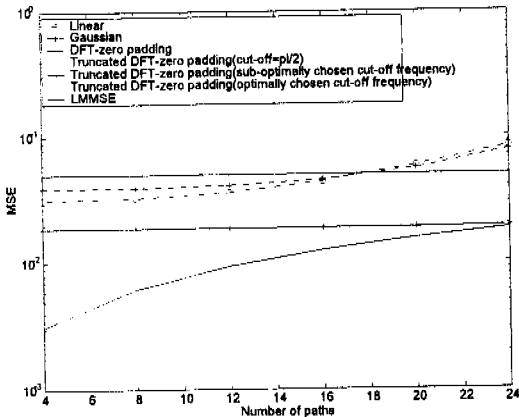


그림 12.  $E_b/N_0=10dB$ 일 때 주파수 영역 채널 추정에서 경로 수에 따른 여러 내삽법의 평균 제곱 오차

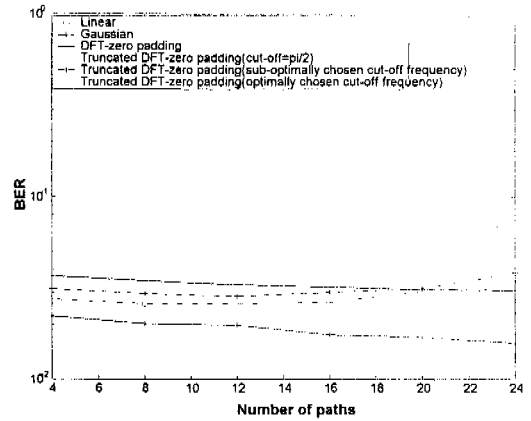


그림 13.  $E_b/N_0=10dB$ 일 때 경로 수에 따른 여러 채널 추정 방법들의 비트 오류율

을 쓴 추정기에 비해 우수한 성능을 보인다. 그림 12와 그림 13의 결과로부터 우리는 제안한 채널 추정기가 채널의 통계적 특성 변화에 강인함을 알 수 있다.

위의 모의 실험 결과로부터, 제안한 방법이 신호 대 잡음비나 채널의 통계적 특성을 모르는 상태에서 선형 최소 평균 제곱 오차 추정기와 비슷한 성능을 나타낼 수 있다. 또한 제안한 채널 추정 방법은 채널 특성 변화에 강인한 성능을 보인다.

## V. 결론

이 논문에서는 천천히 변하는 감쇄 채널 환경에서 OFDM-CDMA 시스템에 적합한 파일럿 심볼을 쓴 이차원 채널 추정기를 제안하였다. 이 방법은 절단 이산 푸리에 변환 영역 삽입 알고리즘을 적용함으로써 수신 파일럿 신호로부터 가산성 백색 정규 잡음을 줄여 정확한 채널 추정값을 얻도록 한다. 제안한 추정기는 채널의 최대 지연 확산에 관한 정보만을 필요로 하고 계산 복잡도가 낮다. 따라서, 기존의 선형 최소 평균 제곱 오차 검파기보다 훨씬 널리 적용할 수 있다. 채널의 다중 경로 지연 확산이 최대 지연 확산 값과 같을 때, 제안한 추정기는 선형 최소 평균 제곱 오차 검파기와 같은 성능을 갖는다. 즉, 평균 제곱 오차 분석을 통해 제안한 추정기가 최적 선형 검파기임을 알 수 있었다. 또한 다중 경로 지연 확산 정도가 작을수록 저대역 여파로 잡음을 줄이는 효과가 컸다. 모의 실험 결과를 보면, 제안한 채널 추정기는 비트 오류율 측면에서 기존의 다항 내삽법에 비해 3dB 정도의 신호 대

잡음비 이득이 있으며, 채널의 통계적 특성 변화에 강인한 추정기이다.

참고 문헌

[1] K. Fazel, "Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system," *Proc. IEEE Int. Conf. Universal Personal Commun. (ICUPC'93)*, pp. 975-979, Oct. 1993.

[2] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, pp. 1723-1728, Nov.-Dec. 1993.

[3] S. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 19, pp. 628-634, Oct. 1971.

[4] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.

[5] F. Tufvesson and T. Maseng, "Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular system," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Phoenix, USA, pp. 1639-1643, May 1997.

[6] P. Hoehner, "TCM on frequency-selective land-mobile fading channels," *Proc. 5th Tirrenia Int. Workshop on Dig. Comm.*, Tirrenia, Italy, pp. 317-328, Sept. 1991.

[7] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.

[8] M. Sandell and O. Edfors, "A comparative study of pilot based channel estimators for wireless OFDM" *Research report*, Sept. 1996.

[9] S. Kaiser, "On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels," *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, pp. 2059-2063, Oct. 1995.

[10] J. Rinne and M. Renfors, "Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels," *IEEE Trans.*

*Consumer Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 959-962, Nov. 1996.

[11] F. Said and H. Aghvami, "Linear two dimensional pilot assisted channel estimation for OFDM systems," *Telecommunications*, pp. 32-36, March 1998.

[12] S. Kaiser and P. Hoehner, "Performance of Multi-Carrier CDMA systems with channel estimation in two dimensions," *Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 1, pp. 115-119, Sep. 1997.

[13] L. L. Scharf, *Statistical signal processing: Detection, estimation, and time series analysis*, Addison-Wesley, 1991.

[14] Douglas F. Elliott (ed.), *Handbook of digital signal processing*, San Diego, CA: Academic Press, Inc., 1987.

[15] W. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, Wiley-Interscience, USA 1974.

부록 A 채널 상관 행렬

채널의 자기 공분산 행렬은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 R_{HH} &= E\{HH^H\} \\
 &= E\left\{\begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ \vdots \\ H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0^* & H_1^* & \dots & H_{N-1}^* \end{bmatrix}\right\} \quad (41) \\
 &= \begin{bmatrix} E\{H_0H_0^*\} & \dots & E\{H_0H_{N-1}^*\} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E\{H_{N-1}H_0^*\} & \dots & E\{H_{N-1}H_{N-1}^*\} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

여기서 (·)\*은 켈레 복소수를 뜻한다.

$$\begin{aligned}
 E\{H_mH_n^*\} &= E\left\{\sum_{p=0}^{P-1} h_p e^{-j2\pi p m/N} \sum_{\beta=0}^{P-1} h_\beta^* e^{j2\pi \beta n/N}\right\} \\
 &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{\beta=0}^{P-1} E\{h_p h_\beta^*\} e^{-j2\pi(\beta m - pn)/N} \quad (42) \\
 &= \sum_{p=0}^{P-1} E\{|h_p|^2\} e^{-j2\pi p(m-n)/N}, \\
 &\quad 0 \leq m, n < N
 \end{aligned}$$

식 42에서  $p \neq \beta$ 이면  $h_p$ 와  $h_\beta$ 는 독립 확률 변수이다.  $E\{h_p\} = 0$ 이므로  $p = \beta$ 인 경우만을 고려하면 된다. 따라서, 행렬  $R_{HH}$ 의  $m$ 번째 행,  $n$ 번째 열원소  $R_{HH}(m, n)$ 은

$$R_{HH}(m, n) = \begin{cases} 1, & n=m, \\ \sum_{p=0}^{l-1} E\{|h_p|^2\} e^{-2\pi j(m-n)/N}, & \text{otherwise,} \\ 0 \leq m, n < N \end{cases} \quad (43)$$

이 된다.

다음으로 H와  $\hat{H}^P$  사이의 교차 공분산 행렬은

$$R_{H\hat{H}^P} = E\left\{ \mathbf{H} \left( \hat{\mathbf{H}}^P \right)^H \right\} = \begin{bmatrix} E\{H_0(\hat{H}_0^P)^*\} & \dots & E\{H_0(\hat{H}_{L-1}^P)^*\} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E\{H_{N-1}(\hat{H}_0^P)^*\} & \dots & E\{H_{N-1}(\hat{H}_{L-1}^P)^*\} \end{bmatrix} \quad (44)$$

이다. 파일럿 심볼 위치에서 채널 추정값  $\hat{H}_i^P$ 가

$$\hat{H}_i^P = H_{(iM)} + \frac{W_{(iM)}}{c}$$

이고,  $H_n$ 과  $W_{(iM)}$ 이 독립이며

$$E\{W_{(iM)}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} E\{w_m\} e^{2\pi j(iM-m)/N} = 0$$

이라는 사실로부터,

$$E\{H_n(\hat{H}_i^P)^*\} = E\left\{ H_n \left( H_{(iM)} + \frac{W_{(iM)}}{c} \right)^* \right\} = E\{H_n H_{(iM)}^*\} = \sum_{p=0}^{L-1} E\{|h_p|^2\} e^{-2\pi j(n-iM)/N}, \quad 0 \leq n < N, 0 \leq i < L \quad (45)$$

이 된다. 그 결과 행렬  $R_{H\hat{H}^P}$ 의 원소를 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$R_{H\hat{H}^P}(n, l) = \begin{cases} 1, & n=lM \\ \sum_{p=0}^{L-1} E\{|h_p|^2\} e^{-2\pi j(n-lM)/N}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (46)$$

$\hat{H}^P$ 의 자기-공분산 행렬은 다음과 같이 나타내진다.

$$R_{\hat{H}^P\hat{H}^P} = E\left\{ \hat{\mathbf{H}}^P \left( \hat{\mathbf{H}}^P \right)^H \right\} \quad (47)$$

행렬  $R_{\hat{H}^P\hat{H}^P}$ 를 얻기 위해서는 다음을 계산해야 한다.

$$E\left\{ \hat{H}_i^P \left( \hat{H}_k^P \right)^* \right\} = \sum_{p=0}^{L-1} E\{|h_p|^2\} e^{-2\pi j(i-k)/L} + \frac{1}{|c|^2 N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{N_0}{2} e^{-2\pi j(i-k)/L}, \quad 0 \leq i, k < L \quad (48)$$

식 48로부터 행렬  $R_{\hat{H}^P\hat{H}^P}$ 의  $l$ 번째 행,  $k$ 번째 열

원소는

$$R_{\hat{H}^P\hat{H}^P}(l, k) = \begin{cases} 1 + \frac{N_0}{2|c|^2}, & l=k \\ \sum_{p=0}^{L-1} E\{|h_p|^2\} e^{-2\pi j(l-k)/L}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (49)$$

이 된다.

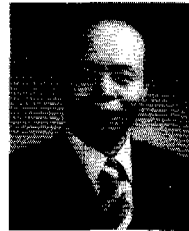
정혜정(Hyejung Jung)



1999년 2월: 포항공과대학교  
전자전기공학과 공학사  
2001년 2월: 한국과학기술원  
전자전산학과 석사  
<주관심 분야> 이동 통신,  
신호처리

김형명(Hyung Myung Kim)

정회원



1974년 2월: 서울대학교 공학사  
1982년 4월: 미국 Pittsburg대학  
전기공학과 석사  
1985년 12월: 미국 Pittsburg대학  
전기공학과 공학박사  
1986년 4월~1992년 8월: 한국  
과학기술원 전기 및 전  
자공학과 조교수

1992년 9월~2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및  
전자공학과 부교수

2000년 3월~현재: 한국과학기술원 전자전산학과  
교수

<주관심 분야> 디지털 신호와 영상처리, 다차원 시  
스템 이론, 비디오 신호 전송, 통신 이  
론, 이동 통신 기술 분야