

분산 파일럿 기반의 OFDM 시스템의 채널 추정 Channel Estimation for Scattered Pilot Based OFDM Systems

김 시 현
Seehyun Kim

Abstract

The scattered pilots employed in DVB-T take advantage of the merits of both the block type and comb type pilot arrangement to increase the transmission efficiency. To estimate the channel transfer functions for data subcarriers, it is required to conduct time-frequency domain 2D estimation using the pilots. Though 2D Wiener estimator is optimal in sense of MSE (mean square error), it is too complex to implement in hardware. In this paper a new channel estimation method for the scattered pilot based OFDM system by measuring the power of AWGN and removing the noise in the LS (least square) estimate of the channel is proposed. And the simulation results reveal the proposed method outperforms the 2D linear interpolation in the fading channel.

요 약

지상파 DTV 표준인 DVB-T에 채택된 분산 파일럿은 블록 형태와 빗 형태의 파일럿 배치의 장점을 모두 가지며 전송 효율을 증가시킨다. 데이터 부반송파에 대한 채널 추정을 위해 파일럿 부반송파를 이용한 시간 및 주파수 영역 추정이 필요하다. MSE (mean square error) 관점에서 최적인 2D Wiener 추정기는 너무 복잡하여 실현성이 떨어진다. 본 논문에서는 가산 백색 가우스 잡음의 전력을 추정하여 이를 채널 추정치에서 제거하는 새로운 채널 추정 방식을 제안한다. 또한 모의 실험을 통해 제안된 방식이 페이딩 채널에서 2차원 선형 보간 방식보다 채널 추정 성능이 우수함을 보인다.

Key words : scattered pilots, channel estimation, DVB-T

1. 서론

높은 주파수 효율성과 데이터 전송 능력의 우수성 및 다중경로 페이딩이나 임펄스 잡음에 대한 강인성으로 인해 OFDM은 IEEE 802.11 a/g와 HIPERLAN/2 등과 같은 광대역 무선 LAN (local area network) 표준과 DVB-T/T2 (digital video broadcasting), ISDB-T 등 디지털 지상파 방송 표준에도 널리 채택되고 있다[1][2].

OFDM 시스템에서 DPSK (differential phase shift keying)를 사용하면 시간에 따라 변하는 채널을 추적해야 하는 부담을 덜 수 있지만 심볼 당 전송 비트수에 제한이 생기고 SNR에서도 3dB의 손실을 감수해야 한다. 동기 변조 (coherent modulation)는 임의의 성상 (constellation)이 가능하여 전송 능력에 제한이

수원대학교 정보통신공학과 (Dept. of Information and Communication Engineering, Suwon University)
 接受日: 2011年 07月 22日, 修正完了日: 2011年 08月 29日
 掲載確定日: 2011年 09月 1日

없으나 정확한 채널 추정이 반드시 동반되어야 한다. OFDM 시스템에서는 여러 개의 부반송파를 이용한 병렬 전송 기법으로서 특정 부반송파에 미리 정의된 파일럿 심볼을 전송하여 채널 추정을 돕는다. 수신부에서는 전송 채널에 의해 왜곡된 파일럿 심볼로부터 채널을 추정하고, 추정된 채널 정보로 수신된 데이터의 왜곡을 보상하여 전송 신호를 복원한다.

OFDM 시스템에서 파일럿은 시간과 주파수의 2차원 공간에서 다양한 방법으로 배치될 수 있다. 그림 1-(a)와 같이 블록 (block) 형태의 파일럿 배치 방법은 N 개의 OFDM 심볼을 블록으로 묶고 첫 번째 OFDM 심볼의 모든 부반송파에 파일럿을 할당한다. 블록의 나머지 심볼에는 파일럿을 할당하지 않는다. 저속 페이딩 채널인 경우에 사용되며, 블록의 길이 N 은 페이딩 속도에 반비례한다. N 이 커지면 전송 효율이 높아지지만 빠른 페이딩에 대응하기 어렵다. 채널의 변화 속도가 한 OFDM 심볼의 전송율보다 빠른 경우에도 대응할 수 있는 빗 (comb) 형태의 파일럿 배치 기법에서는 OFDM 심볼의 매 L 개의 부반송

과 중에 하나를 파일럿 전송을 위해 독점적으로 활용한다 (그림 1-(b)). 파일럿이 전송되지 않는 부반송파의 채널 특성은 파일럿이 전송되는 인접한 부반송파의 채널 정보로부터 추정한다. L 을 키우면 전송 효율이 좋아지지만 채널 추정 정밀도가 떨어진다. 모든 OFDM 심볼에 파일럿이 배치되므로 빠른 페이딩에도 효과적으로 대응할 수 있다.

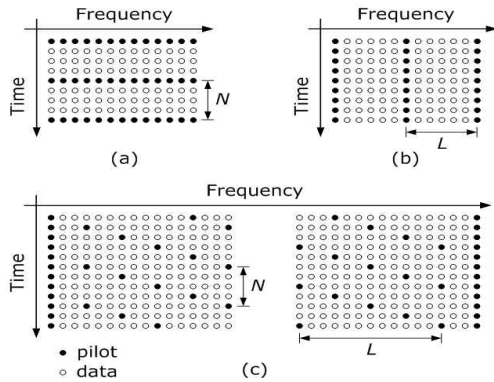


Fig. 1. Pilot arrangement in OFDM systems. (a) Block-type (b) Comb-type (c) Scattered pilots
 그림 1. OFDM 시스템의 파일럿 배치 (a) 블럭 형태 (b) 빗 형태 (c) 분산 파일럿

디지털 지상파 방송 표준인 DVB-T와 ISDB-T에서는 블럭 형태와 빗 형태의 파일럿 배치 방법을 혼용한 분산 파일럿 (scattered pilot)을 도입하고 있다 (그림 1-(c)). 그림에서 보는 바와 같이 파일럿이 규칙적으로 분포되어 있으므로 시간-주파수 공간에서 2차원 보간을 통해 파일럿을 추정할 수 있다. 보간된 파일럿을 이용하면 블럭 길이 1과 빗 길이 $L/4$ 의 파일럿 배치 효과를 얻을 수 있다.

파일럿 정보가 준비되면 채널 특성을 추정할 수 있다. OFDM 시스템을 위한 채널 추정기 설계에 있어서 중요한 과제는 낮은 복잡도와 우수한 채널 추적 성능이다. 일반적으로 OFDM 시스템의 페이딩 채널은 시간과 주파수의 2차원 신호로 다루어질 수 있다. MSE (mean square error) 관점에서의 최적 추정기는 2차원 Wiener 필터를 이용한 보간이다. 그러나 Wiener 2D 추정기의 구조는 너무 복잡하여 실현성이 떨어진다. OFDM 시스템의 높은 데이터율과 낮은 BER 특성을 만족시키기 위해 낮은 복잡도와 높은 정확도를 갖는 채널 추정기가 필수적이다. 그러나 이 두가지 특성은 서로 상충되므로 적당한 trade-off가 필요하다. 이를 위해 1차원 채널 추정기를 시간과 주파수 축에서 각각 사용하는 방법이 널리 사용된다.

본 논문에서는 분산 파일럿을 이용하는 OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법을 제안한다. 제 2절에서는 OFDM 시스템의 채널 추정 모델에 대해 정리하고, 제 3절에서는 시스템 모델에 기반한 새로운 채널 추정 방식을 제안한다. 제안된 채널 추정 방식의 성능에 대한 모의 실험 결과는 제 4절에서 기술된다.

II. 시스템 모델

OFDM 시스템에서는 2진 데이터를 묶어 하나의 부반송파 심볼에 매핑한다. 파일럿 심볼을 삽입한 후에 k 번째 부반송파의 주파수 영역 데이터 X_k 는 IDFT를 거쳐 시간 영역 데이터 x_n 으로 변환된다.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, n=0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

N 은 부반송파의 개수이다. ISI (inter-symbol interference)에 대응하기 위해 N_g 개의 cyclic prefix가 매 OFDM 심볼 앞에 추가된다. 전송 신호는 주파수 선택적 다중경로 페이딩 채널을 통과하게 된다. 수신 신호 y_n 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_n = h_n \otimes x_n + w_n \quad (2)$$

h_n 은 채널의 임펄스 응답이며 w_n 은 부가 백색 가우스 잡음 (additive white Gaussian noise)이다. 채널 임펄스 응답 h_n 은 다음과 같이 표현될 수 있다[3].

$$h_n = \sum_{i=0}^{R-1} c_i e^{j2\pi f_{D_i} T n / N} \delta(\lambda - \tau_i) \quad (3)$$

R 는 전파 경로의 개수이며, c_i 는 i 번째 경로의 임펄스 응답 크기이고, f_{D_i} 는 i 번째 경로의 도플러 주파수 편이이며, λ 는 지연확산 인덱스, τ_i 는 i 번째 경로의 지연 시간을 표본화 시간으로 정규화한 값이다. y_n 에서 보호구간을 제거한 후 DFT를 이용하여 Y_k 를 얻을 수 있다.

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi nk/N}, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

보호구간이 채널의 임펄스 응답보다 충분히 길다면 OFDM 심볼 간의 ISI는 없으므로 Y_k 는 다음과 같이 표현될 수 있다[4].

$$Y_k = H_k X_k + I_k + W_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

H_k 와 W_k 는 각각 h_n 과 w_n 의 푸리에 변환이며, I_k 는 도플러 효과에 의한 ICI (inter-carrier interference)이고 다음과 같다.

$$H_k = \sum_{i=0}^{R-1} c_i e^{j\pi f_{D_i} T} \frac{\sin(\pi f_{D_i} T)}{\pi f_{D_i} T} e^{-j2\pi\tau k/N}, \quad (6)$$

$$I_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{R-1} \sum_{\substack{K=0 \\ K \neq k}}^{N-1} c_i X_K \frac{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} T - k + K)}}{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} T - k + K)/N}} e^{-j2\pi\tau K/N} \quad (7)$$

파일럿 신호를 추출하여 채널의 주파수 응답을 추정하면 파일럿 채널의 정보를 얻을 수 있고, 이를 바탕으로 데이터 채널의 주파수 응답을 추정할 수 있다. 전송된 신호는 다음과 같이 복원될 수 있다.

$$\hat{X}_k = \frac{Y_k}{\hat{H}_k} \quad (8)$$

\hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 주파수 응답의 추정치이다. \hat{X}_k 은 demapper를 거쳐 원 2진 신호로 복원된다.

III 채널 추정

DVB-T와 ISDB-T 시스템에서는 그림 1-(c)와 같이 분산 파일럿을 채택하고 있다. 4개의 OFDM 심볼을 주기로 파일럿의 위치가 반복되며 하나의 OFDM 심볼에서는 12개의 부반송파마다 하나씩 파일럿이 배치된다 ($L=12$). l 번째 OFDM 심볼에서 파일럿 부반송파의 위치는 다음과 같다.

$$\{k = 3 \times (l\%4) + 12p \mid p \in \mathbb{Z}^+, k \in [0, K_{\max}]\} \quad (9)$$

K_{\max} 는 가장 큰 부반송파 인덱스이다. 파일럿이 배치된 부반송파의 채널 응답은 MMSE (minimum mean square error)나 LS (least square) 추정으로 구할 수 있다. 그러나 그 다음 OFDM 심볼에서는 해당 부반송파에 데이터가 전송되며 네 번째 OFDM 심볼에 다시 파일럿이 배치된다 ($N=4$). 시변 채널에서는 4개의 OFDM 심볼마다 전송되는 파일럿으로부터 추정된 채널 응답을 시간 축에서 보간하여 데이터가 전송되는 부반송파에 대한 채널 응답을 구할 수 있다. 시간 축 보간이 완료되면 $L=3$ 의 빗 형태의 파일럿 배치

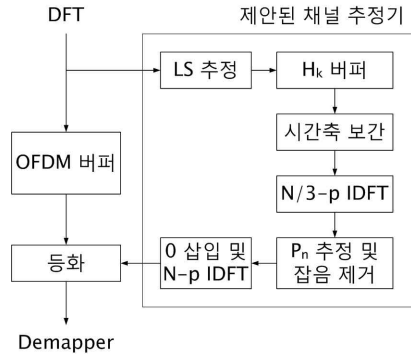


Fig. 2. Channel estimation flow

그림 2. 채널 추정 흐름도
가 되며, 주파수 축 보간을 통하여 모든 데이터 부반송파에 대한 채널 응답을 추정할 수 있다. 그림 2는 제안된 채널 추정 방법의 흐름도이다.

1. 파일럿 부반송파에 대한 채널 응답 추정

파일럿이 전송되는 부반송파의 위치는 OFDM 심볼의 번호에 따라 변하지만 12개의 간격으로 떨어져 있다. 파일럿 부반송파의 집합을 \mathbb{P} 라 하자. 파일럿 부반송파의 채널 응답에 대한 LS 추정값은 다음과 같이 구할 수 있다[5].

$$\hat{H}_k = \frac{Y_k}{X_k}, \quad k \in \mathbb{P} \quad (10)$$

여기서 Y_k 는 수신된 신호이고 X_k 는 파일럿 신호로서 알려져 있는 값이다.

LS 추정은 잡음과 ICI에 취약하기 때문에 MMSE 추정 방법이 제안되었고 약 10 ~ 15 dB 이득이 있다 [5]. 그러나 역행렬을 구하는 등 계산량이 많은 치명적인 약점이 있다. SVD (singular value decomposition)를 이용한 low-rank 근사 기법을 적용하여 계산량을 크게 줄일 수 있으나[6], DVB-T나 ISDB-T 시스템에서는 OFDM 심볼 내의 파일럿 개수가 최대 6100/12개 이므로 MMSE 추정은 실시간 구현에 적합하지 않다.

2. 채널 추정치의 시간 영역 보간

분산 파일럿이 전송되는 부반송파에 대해서는 $N=4$ 의 블록 형태의 배치 구조로 생각할 수 있다. 시변

채널을 가정하면 이전 파일럿으로부터 추정된 채널 응답을 다음 파일럿이 전송될 때까지 사용할 수 없다. 따라서 매 OFDM 심볼마다 파일럿이 전송되는 일부 부반송파에 대해 시간적으로 인접한 채널 응답 추정치로부터 보간하여 채널 응답을 얻어야 한다. 선형보간을 사용하면 3개의 OFDM 심볼 버퍼로 구현 가능하다. 그림 3에서 보는 바와 같이 n 번째 OFDM 심볼의 채널 응답 보간을 위해 $n+1, n+2, n+3$ 의 OFDM 심볼만이 추가로 필요하다. $n-1, n-2, n-3$ OFDM 심볼은 파일럿만 저장하면 된다. 부반송파 A, B, C, D의 선형 보간은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \widehat{H}_A(n) &= \frac{1}{4}H_A^{LS}(n-3) + \frac{3}{4}H_A^{LS}(n+1) \\ \widehat{H}_B(n) &= \frac{1}{2}H_B^{LS}(n-2) + \frac{1}{2}H_B^{LS}(n+2) \\ \widehat{H}_C(n) &= \frac{3}{4}H_C^{LS}(n-1) + \frac{1}{4}H_C^{LS}(n+3) \\ \widehat{H}_D(n) &= H_D^{LS}(n) \end{aligned} \quad (11)$$

$H_k^{LS}(n)$ 은 시간 n , 부반송파 k 에 대한 LS 기법의 채널 추정치이다.

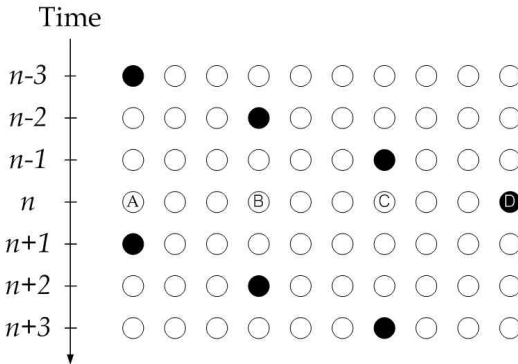


Fig. 3. Time domain interpolation of the channel estimates

그림 3. 채널 응답 추정치의 시간 영역 보간

3. DFT를 이용한 채널 추정치의 주파수 영역 보간

시간 축의 보간이 수행되면 $L=3$ 의 빗 형태의 파일럿 배치로 생각할 수 있다. 이어서 주파수 축의 보간을 통해 모든 부반송파의 채널 응답을 구하면 채널 추정의 전과정이 완료된다.

주파수 축 보간 방법 중에 선형 보간 방법이 가장 연

산량이 적은 장점이 있다. 선형 보간 연산은 다음과 같다.

$$H_k = \frac{l}{L}H_{(m+1)L} + \frac{L-l}{L}H_{mL}, \quad mL < k < (m+1)L \quad (12)$$

2차 보간은 선형보간보다 우수한 성능을 보이며 다음과 같이 계산된다.

$$H_k = c_1H_{(m-1)L} + c_0H_{mL} + c_{-1}H_{(m+1)L} \quad (13)$$

단

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \\ c_0 &= -(\alpha-1)(\alpha+1) \\ c_{-1} &= \frac{\alpha(\alpha+1)}{2} \end{aligned}$$

이고, $\alpha = \frac{l}{L}$ 이다. 그 외에 저역필터를 이용하는 방법과 스플라인 함수를 이용하는 방법 등이 알려져 있다. DFT를 이용한 보간 방법은 잡음 성분을 선택적으로 제거하는 장점이 있으며 [4][5] 특히 다음과 같은 연산 상의 잇점이 있다.

보간된 채널 응답을 포함하여 총 $N/3$ 개의 채널 응답을 H_p^d 라 하면 이는 전체 채널 응답 H_k 를 3:1로 간축(decimation)한 것이다. 이를 IDFT하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \widehat{h}_m^d &= \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \widehat{H}_p^d e^{j2\pi mp/P} \\ &= \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} H_{3p} e^{j2\pi mp/P} + \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \frac{I_{3p} + W_{3p}}{X_{3p}} e^{j2\pi mp/P} \end{aligned} \quad (14)$$

단 $P=N/3$ 이다. 모든 다중경로 지연이 보호구간(최대 $N/4$)보다 작다고 가정하였고, 또한 편의상 도플러 주파수를 0이라고 가정하면

$$\widehat{h}_m^d = \sum_{i=0}^{R-1} c_i \delta(m - \tau_i) + w_m^d \quad (15)$$

이다. 단

$$w_m^d = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \frac{W_{3p}}{X_{3p}} e^{j2\pi mp/P} \quad (16)$$

이며 가산 백색 가우스 잡음이다. $m \neq \tau_i$ 인 \widehat{h}_m^d 는 잡음 성분만으로 이루어져 있으므로 이 값을 0으로 만들면 신호 대 잡음비를 최대화 할 수 있다. 그러나 일반적으로 다중경로지연 τ_i 를 미리 알 수 없으므로 잡음에 해당하는 \widehat{h}_m^d 를 구분해 낼 수 없다.

그런데 최대 다중경로지연이 보호구간보다 작다고 가정하였으므로 $N_g/3$ 보다 큰 m 에 대한 \widehat{h}_m^d 는 잡음 성

분으로 분류될 수 있다 (즉, $\widehat{h}_m^d = w_m^d$, $m > N_g/3$). 해당 \widehat{h}_m^d 의 크기를 평균하여 w_m^d 의 크기를 구하면, 그 크기를 비교하여 잡음 성분이 우세한 \widehat{h}_m^d 를 구분해 낼 수 있다. 선택된 \widehat{h}_m^d 의 값을 0으로 대체하여 잡음 성분을 감소시킬 수 있다.

$$\widehat{h}_m^s = \begin{cases} \widehat{h}_m^d, & |\widehat{h}_m^d| > A_w \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (17)$$

단

$$A_w = \frac{\sum_{i=N_g/3}^{N/3-1} |w_m^d|}{(N - N_g)/3} \quad (18)$$

주파수 영역에서 보간을 하기위해 다음과 같이 0을 삽입한다.

$$\widehat{h}_n^z = \begin{cases} \widehat{h}_n^s, & 0 \leq n < N/6 \\ \widehat{h}_m^s, & 5N/6 \leq n < N, m = n - 2N/3 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (19)$$

마지막으로 \widehat{h}_n^z 을 DFT하면 N 개의 부반송파 모두에 대한 채널 추정값을 얻을 수 있다.

$$\widehat{H}_k = \sum_{n=0}^{N-1} \widehat{h}_n^z e^{-j2\pi nk/N} \quad (20)$$

IV 모의 실험

DVB-T 시스템 표준 중에서 표 1과 같은 구성으로 모의 실험을 수행하였다. 채널 추정 성능을 측정하는 것이 목적이므로 완벽한 동기가 이루어졌다고 가정하였다. 또한 ISI를 없애기 위해 보호구간은 최대로 하였다. 성능은 Viterbi 디코더 전 단계에서 BER로 비교하였다.

Table 1. Simulation parameters

표 1. 모의실험 구성

구성 인자	값
전송모드	2K
부반송파 갯수	1705
보호 구간	1/4
변조	16 QAM
PRBS	ITU O.153

1. TU6 채널 모델

모바일 상황을 고려한 채널 모델인 COST 207의 TU6 모델[7]을 이용하여 제안된 채널 추정 알고리즘의 성능을 실험하였다. 그림 4에서 보는 바와 같이 잡음 신호를 추정하여 제거하는 제안된 채널 추정 방식이 단순한 2차원 선형 보간 기법보다 약 1 ~ 3dB 정도 이득이 있음을 알 수 있다.

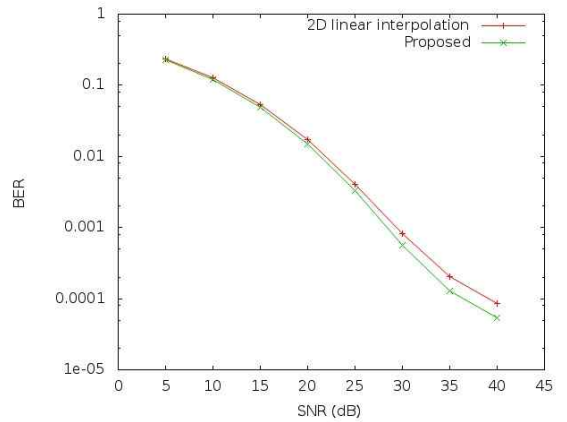


Fig. 4. Comparison of BER in TU6 channel model
그림 4. TU6 채널 모델에서의 BER 비교

2. SFN 모델

DVB-T 수신기의 성능 수치를 규정하고 있는 MBRAI 문서에서는 SFN (single frequency network)에 대한 항목을 규정하고 있다[8]. 특히 지연이 길고 파워가 큰 echo 성분을 고려한 채널 모델은 SFN 환경에서 수신기의 강인한 수신 특성을 검증할 수 있으므로 매우 중요하다. 이 채널 모델에서는 독립적인 두개의 TU6 모델이 보호구간의 80%의 지연 시간으로 떨어져 있다. 그림 5는 SFN 모델에 대한 BER 특성을 보인다. 제안된 채널 추정 방식이 2차원 선형 보간 방법보다 우수한 성능을 보임을 알 수 있으며 특히 BER floor가 낮아지는 효과가 있다. 원 신호와 echo 신호 간의 긴 지연시간으로 인해 잡음 구간이 발생한다. 이전의 연구에서는 신호영역과 잡음영역을 단순히 분리하여 잡음제거를 수행하므로 SFN 환경에 효과적으로 대응하기 어렵다 [4][5]. 제안된 방식은 백색 잡음 구간을 모두 찾아 제거할 수 있기 때문에 기존 연구보다 우수한 성능을 보인다.

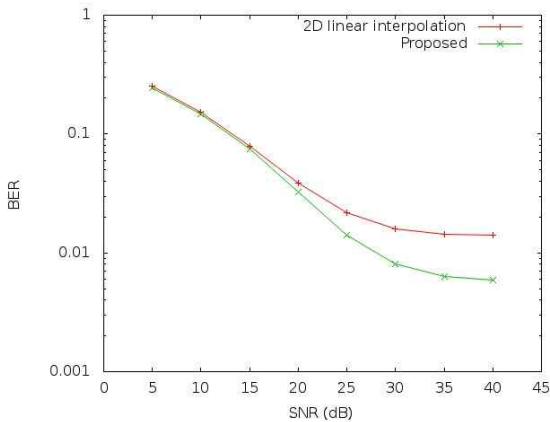


Fig. 5. Comparison of BER in SFN channel model

그림 5. SFN 채널 모델에서의 BER 비교

V 결론

OFDM 기반의 지상파 DTV 전송 표준인 DVB-T는 채널 추정을 위해 분산 파일럿을 채택하고 있다. 데이터 부반송파에 대한 채널 추정을 위해 파일럿 부반송파를 이용한 2차원 보간이 필요하다. MSE (mean square error) 관점에서의 최적 추정기는 2차원 Wiener 필터를 이용한 보간이다. 그러나 Wiener 2D 추정기의 구조는 너무 복잡하여 실현성이 떨어진 다. OFDM 시스템의 높은 데이터율과 낮은 BER 특성을 만족시키기 위해 낮은 복잡도와 높은 정확도를 갖는 채널 추정기가 필수적이다.

본 논문에서는 DVB-T에서 사용되는 분산 파일럿 시스템을 위한 채널 추정 기법을 제안한다. 먼저 파일럿 부반송파에 대한 수신 신호로부터 LS 추정을 하고 이를 시간 축에 대한 선형 보간한다. 각 부반송파에 대한 채널 추정치를 DFT하면 시간 영역에서의 지연 분포가 되므로, ISI가 없다고 가정하면 잡음의 파워를 추정할 수 있다. 이를 이용해 잡음 성분을 제거할 수 있다. TU6 와 SFN 모델에 대한 모의 실험 결과로부터 제안된 방식이 2차원 선형 보간보다 채널 추정 성능이 우수함을 알 수 있다.

참고문헌

[1] "Digital Video Broadcasting (DVB): Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television

Broadcasting System (DVB-T2)," ETSI, EN 302 755 V1.2.1 (2011-02), 2011.

[2] M. Takada and M. Saito, "Transmission system for ISDB-T," *Proc. IEEE*, Vol.94, no. 1, pp.251-256, 2006

[3] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Trans., Broadcasting*, Vol. 48, pp. 223-229, Sep. 2002

[4] Y. Zhao and A. Huang, "A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform domain processing," in *Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, May 1997, pp. 2089-2093.

[5] J. Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. Wilson, and P. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. 1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, Jul. 1995, pp. 815-819

[6] O. Edfors, M. Sandell, J. Beek, S. Wilson, and P. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", *IEEE Trans., Communications*, Vol. 46, No. 7, pp. 931-939, July 1998

[7] COST 207, Digital land mobile radio communications, final report, 1988

[8] EICTA, "MBRAI 2.0 mobile and portable DVB-T/H radio access, Part 2: interface conformance testing," June 2007

저 자 소 개

김 시 현 (정회원)



1990년 : 서울대학교 제어계측공학과 졸업 (공학사)

1992년 : 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (공학석사)

1996년 : 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (공학박사)

2010년 3월~현재 : 수원대학교 정보통신공학과 전임강사

<주관심분야> 디지털통신, 멀티미디어 신호처리, 반도체 설계