

# MF 대역 디지털 라디오 방송 시스템을 위한 채널 추정 기법의 성능 분석

°송 정훈\*, 김기남\*, 노재성\*\*, 조성준\*\*\*

\*한국항공대학교 대학원 정보통신공학과

\*\*서일대학 정보통신시스템공학과

\*\*\*한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부

muse@mail.hankong.ac.kr

## Performance Analysis of Channel Estimation Schemes for MF Band Digital Radio Broadcasting System

Jung-Hoon Song\*, Ki-Nam Kim\*, Jae-Sung Roh\*\*, Sung-Joon Cho\*\*\*

\*Dept. of Telecomm. and Inform. Eng., Graduate School of Hankuk Aviation University

\*\*Dept. of Inform. and Comm. System Eng., of Seoil College

\*\*\*School of Electronics, Telecomm. and Computer Eng., of Hankuk Aviation University

### Abstract

In this paper, the efficient channel estimationschemes for DRM system(AM band digital radio broadcasting standard) are investigated. In frequency domain, by means of the linear interpolation, the second order interpolation, cubic spline interpolation, and time domain interpolation, the channel impulse response is estimated respectively to compensate the attenuation due to the fading. And in time domain, the frequency channel impulse response is averaged to reduce the attenuation due to the AWGN. By the simulation, the performance of MSE, BER and the complexity of calculation is compared and analyzed for each interpolation scheme.

Key words : Digital Radio Broadcasting, OFDM, channel estimation, interpolation

### I. 서론

디지털 AM 라디오 방송 시스템의 표준안인 DRM은 Digital Radio Mondiale의 약칭으로서 30 MHz(LF(Low Frequency), MF(Medium Frequency), HF(High Frequency)) 이하의 주파수 대역을 이용하는 디지털 라디오 방송표준을 지원하는 컨소시엄의 명칭이다[1]. 현재 AM 방송의 음질은 다른 디지털 기기에 비해 매우 열악하다. 그러나 AM 방송은 넓은 가청지역, 원거리 전파 특성, 비상시의 Back up 시스템 등 간과할 수 없는 장점을 가지고 있다. 따라서 고비용, 저효율, 페이딩, 인접 채널 간섭 등의 문제점을 해결할 수 있는 가장 효율적인 방법으로서의 디지털 AM 라디오 방송에 대한 연구가 필요하다[1]-[3]. OFDM(Orthogonal Frequency Division

Multiplexing) 전송 방식을 사용하는 DRM 시스템은 페이딩에 의한 왜곡을 보상하기 위해 분산 파일럿을 사용한다. 파일럿을 이용하는 채널 추정 방식으로는 LS(Least Square) 방식이 이용된다. 이는 보간법에 따라 선형 보간법(linear interpolation method)[4], 이차보간법(second-order interpolation)[4], cubic spline 보간법[5], time-domain 보간법[6] 등으로 나뉜다. 또한, LS 방식은 잡음에 의해 왜곡이 발생하는데, 이를 보상하기 위해 시간축에서 평균을 취하는 방식이 제안되었다[7].

본 논문에서는 디지털 AM 라디오 방송의 표준안인 DRM 시스템에 적합한 채널 추정 방식들을 비교, 분석한다. 성능 비교를 위해 라이시안 채널과 US Consortium 채널에서 MSE(Mean Square Error) 성능, BER(Bit Error Rate) 성능, 연산의 복잡도 등에 대해 평가한다.

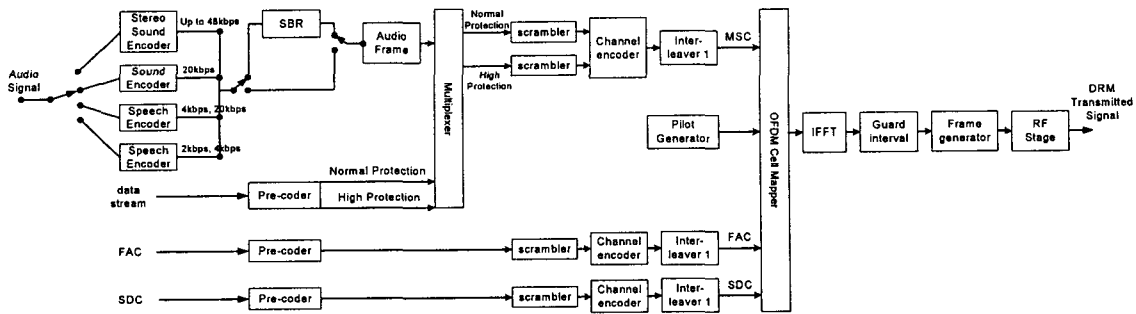


그림 1. DRM 송신 시스템 블록도

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 DRM 시스템에 대해 소개하고 3장에서는 채널추정에 사용되는 각 보간법에 대해 설명한다. 4장에서는 시뮬레이션을 통하여 채널 추정 성능을 비교, 분석하고 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 개요

DRM 시스템의 송신 시스템 블록도는 그림 1과 같다. 음성 정보는 정보원 부호기(AAC(Advanced Audio Coding), CELP(Code Excited Linear Prediction), HVXC(Harmonic Vector Excitation Coding))를 통하여 부호화되어 MSC(Main Service Channel)을 구성한다. FAC(Fast Access Channel), SDC(Service Description Channel)은 수신단에서 복조를 위한 여러 컨트롤 정보들을 포함하고 있다. 각 프레임은 채널 부호화기에 의해 심볼화되며 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 매핑에 의해 변조된 후 OFDM 신호로 전송된다. 이 때 각 부반송파의 정보 신호 사이에 미리 정의된 규칙[2]에 따라 분산 파일럿 신호가 삽입되는데 분산 파일럿 신호를 이용하여 채널을 추정하는 시스템은 그림 2와 같다.

N의 길이를 갖는 X(k) 데이터 시퀀스는 IFFT 블록을 거쳐 x(n)으로 변형된다. 그 후 ISI(Inter Symbol Interference)와 ICI(Inter Carrier Interference)를 제거하기 위하여 cyclic prefix가 삽입된다. 전송되는 신호는 주파수, 시간 선택적인 페이딩과 AWGN에 의해 왜곡된다.

$$Y(s, k) = X(s, k)H(s, k) + W(s, k) \quad (1)$$

단, H(s,k)는 s번째 심볼, k번째 부반송파의 채널 응답, Y(s,k)는 수신된 OFDM 심볼, X(s,k)는 전송되는 OFDM 심볼, W(s,k)는 AWGN을 의미한다.

수신단에서는 cyclic prefix를 제거한 수신 신호 y(n)을 FFT 블록으로 보낸다. FFT 통과후 수신된 신호에서 파일럿 신호를 추출한다. 추출된 파일럿 신호를 분산 파일럿 신호로 나눔으로써 분산 파일럿 부반송파의 채널 특성(H<sub>p</sub>(s,k))을 추정할 수 있다. 본 논문에서 사용하는 LS(Least Square) 채널 추정 방식은 다음과 같다.

$$H_p(s, k) = \frac{Y(s, k_p)}{X(s, k_p)} = \frac{X(s, k_p)H(s, k_p) + W(s, k_p)}{X(s, k_p)} \quad (2)$$

(2)에서 추정된 H<sub>p</sub>(s,k)를 이용하여 주파수축의 보간에 의해 데이터 부채널을 포함한 전체 채널 응답 H<sub>e</sub>(s,k)을 구할 수 있다.

## III. 보간법을 이용한 채널 추정 알고리즘

### 1. 주파수 영역에서의 보간

주파수 영역에서의 보간은 선형보간법[4], 이차 보간법[4], cubic spline 보간법[5], time-domain 보간법[6]을 적용한다.

선형 보간법은 구현이 간단하며 성능이 우수하다. 파일럿의 수가 N<sub>p</sub>인 경우, 파일럿 부반송파의 주파수 채

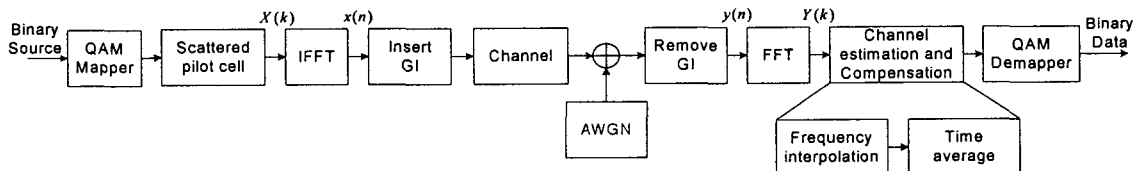


그림 2. 채널 추정을 위한 OFDM 시스템의 시뮬레이션 블록도

널 응답을  $H_p(s,0), H_p(s,1), \dots, H_p(s, N_p/L)$ 이라 하면, 데이터 부반송파  $k$ 에서 채널 추정은 다음과 같다.

$$H_e(s, k) = (H_p(s, m+1) - H_p(s, m)) \frac{l}{L} + H_p(s, m) \quad (3)$$

단,  $L$ 은 파일롯 부반송파 spacing,  $m$ 은 파일롯 부반송파의 위치,  $l$ 은 파일롯 부반송파와  $k$ 번째 데이터 부반송파와의 거리를 나타낸다.

이차 보간법은 선형 시변환 FIR 필터를 이용하여 구현할 수 있으며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_e(s, k) = c_{-1} \left( \frac{l}{L} \right) H_p(s, m-1) + c_0 \left( \frac{l}{L} \right) H_p(s, m) + c_1 \left( \frac{l}{L} \right) H_p(s, m+1) \quad (4)$$

$$\begin{cases} c_{-1} \left( \frac{l}{L} \right) = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \\ c_0 \left( \frac{l}{L} \right) = -(\alpha-1)(\alpha+1) \\ c_1 \left( \frac{l}{L} \right) = \frac{\alpha(\alpha+1)}{2} \end{cases} \quad \alpha = \frac{l}{L}$$

Cubic spline 보간법은 파일롯 구간 사이를 부드럽고 연속적인 3차 polynomial을 생성하여 보간하며 채널 추정은 다음과 같다.

$$H_e(s, k) = A \left( \frac{l}{L} \right) H_p(s, m) + B \left( \frac{l}{L} \right) H_p(s, m+1) + C \left( \frac{l}{L} \right) z(s, m) + D \left( \frac{l}{L} \right) z(s, m+1) \quad (5)$$

단,  $A(l/L), B(l/L), C(l/L), D(l/L)$ 은  $l/L$ 에 의해 결정되는 상수,  $z(s, m)$ 은 파일롯 신호 채널 응답의 2차 미분값이다.

Time-domain 보간법은 DFT/IDFT와 zero-padding에 기초한 방식이다. 먼저 각 파일롯 부반송파에서 추정된 채널응답  $H_p(s, k)$ 를  $N_p$ -IDFT 변환한다.

$$G(s, n) = \sum_{k=0}^{N_p-1} H_p(s, k) e^{j \frac{2\pi kn}{N_p}} \quad n=0, \dots, N_p-1 \quad (6)$$

$1 \times n$  신호  $G(s, n)$ 에 0을 삽입하여  $1 \times N$  신호  $G_N(s, n)$ 를 얻는다.

$$G_N(s, n) = \begin{cases} G(s, n) & 0 \leq n \leq N_p/2 \\ 0 & \text{otherwise} \\ G(s, n) & N - N_p/2 + 1 \leq n < N \end{cases} \quad (7)$$

시간축에서 zero-padding 된 신호  $G_N(s, n)$ 을 N-DFT 변환하여 전체 부반송파에서의 채널 응답을 구할 수 있다.

$$H_e(s, k) = \sum_{n=0}^{N-1} G_N(s, n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (8)$$

## 2. 시간 평균

주파수 영역 보간에 의한 채널 추정치는 잡음에 의한 왜곡 성분이 포함되어 있다[6]. 이러한 잡음에 의한 왜곡 성분을 보상하기 위해 OFDM 심볼의 각 부채널의 채널 추정치를 시간축에서 OFDM 심볼수( $N_s$ )만큼 평균을 취하였다[7].

$$\begin{aligned} H'_e(s, k) &= \frac{1}{N_s} \sum_{s=0}^{N_s-1} H_e(s, k) \\ &= \frac{1}{N_s} \sum_{s=0}^{N_s-1} (H(s, k) + W_e(s, k)) \\ &= H(s, k) + \frac{1}{N_s} \left( \sum_{s=0}^{N_s-1} W_e(s, k) \right) \end{aligned} \quad (9)$$

$H'_e(s, k)$ 는  $H_e(s, k)$ 를 시간축에서 평균한 값으로  $N_s$ 가 증가할수록 잡음에 의한 왜곡 성분은 0이 된다. 이와같이 보간된 채널 추정값을 이용하여 페이딩과 잡음에 의해 왜곡된 OFDM 심볼을 보상할 수 있다.

$$X_e(s, k) = \frac{Y(s, k)}{H'_e(s, k)} \quad (10)$$

## IV. 채널 추정 알고리즘의 성능 시뮬레이션

채널 추정 알고리즘의 성능을 분석하기 위해 DRM 모드 B에서 MSE(Mean Square Error)와 BER(Bit Error Rate) 성능을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 또한 연산의 복잡성 측면에서 각 방식을 분석하였다.

MSE는 제곱 평균 에러를 나타내는 값으로 채널 추정 성능의 기본적인 파라미터이다. MSE는 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$MSE = E \left[ |H(s, k) - H'_e(s, k)|^2 \right] \quad (11)$$

단,  $H(s, k)$ 는 채널 응답이며  $H'_e(s, k)$ 는 각 보간법과 시간 평균에 의해 추정된 채널 응답이다.

시뮬레이션에서는 수신단에서의 동기는 완벽하다고 가정하였으므로 DRM 시스템에 정의된 gain reference cell을 이용하여 채널 추정을 하였다. 모드 B에서 gain reference cell은 그림 3처럼 시간, 주파수축에 분산되어 삽입된다[2].

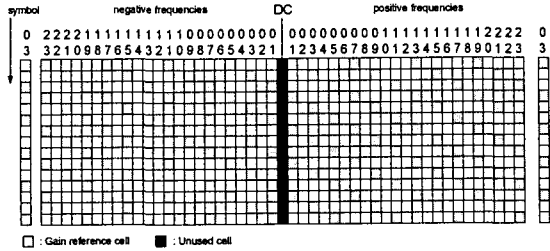


그림 3. Mode B의 Gain reference cell

시뮬레이션에서 사용된 OFDM 파라미터는 유효 심볼 지속 기간이 21.33 ms, 보호 구간은 유효 심볼 지속 기간의 1/4인 5.33 ms, 부반송파의 변조는 SM(Standard Mapping) 16-QAM을 사용하였다. 부반송파의 수는 256이며 실제 사용되는 반송파는 181, 파일롯의 수는 36이다. 이는 사용 대역폭을 9 kHz로 가정한 점유 스펙트럼이 2인 경우에 해당한다[2].

전송 채널로는 DRM 표준에서 제시한 라이시안(Rician) 채널 모델과 US Consortium 채널 모델을 사용하였다. 라이시안 채널 모델은 경로 지연이 1 ms, doppler spread가 0.1 Hz이며, US Consortium 모델은 경로 지연이 0.7 ms, doppler spread가 0.5 Hz인 2-경로 모델이다[2].

그림 4는 라이시안 채널에서 MSE, BER 성능을 나타낸다. 그림 4(a)는 MSE 성능을 나타내는 그림으로서  $E_b/N_0$ 가 20 dB일 때까지는 선형, 이차 보간법의 성능이 우수하다가 20 dB를 초과하면 cubic spline 보간법이 가장 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 이는  $E_b/N_0$ 가 작은 경우에 채널 추정을 위한 연산량이 많아질수록 잡음에 의한 error가 증가하기 때문이다(표 1). 그림 4(b)는 BER 성능 곡선으로 cubic spline 보간법과 이차 보간법이 우수한 성능을 나타냄을 볼 수 있다. BER이  $10^{-4}$ 의 경우 cubic spline 보간법이 이차 보간법보다 4 dB정도 우수한 성능임을 알 수 있다.

그림 5는 US Consortium 채널에서 MSE, BER 성능을 나타낸다. 그림 5(a)는 MSE 성능을 나타내는 그림으로서  $E_b/N_0$ 가 25 dB일 때까지 선형 보간법과 이차 보간법이 cubic spline 보간법보다 좀 더 우수한 성능을 보인다. 그림 5(b)는 BER 성능을 나타내는데 cubic spline 보간법이 가장 우수한 성능을 보인다.

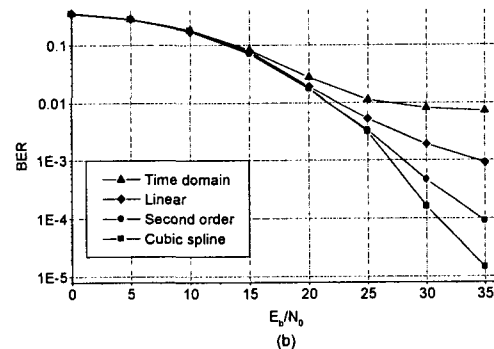
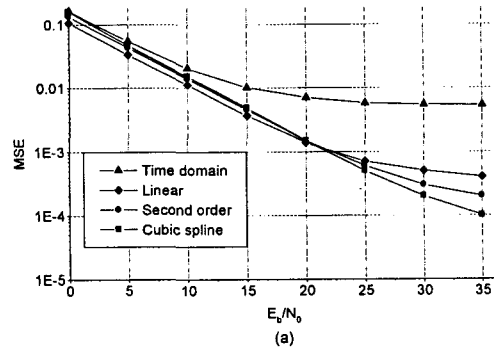


그림 4. 라이시안(Rician) 채널에서 MSE와 BER (a) MSE, (b) BER

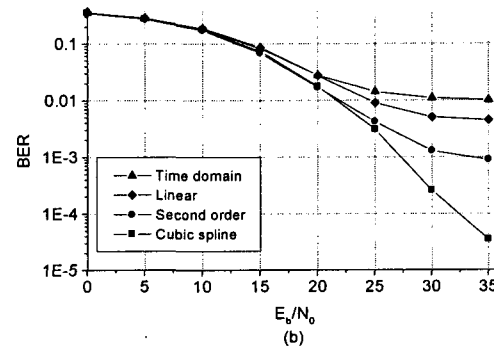
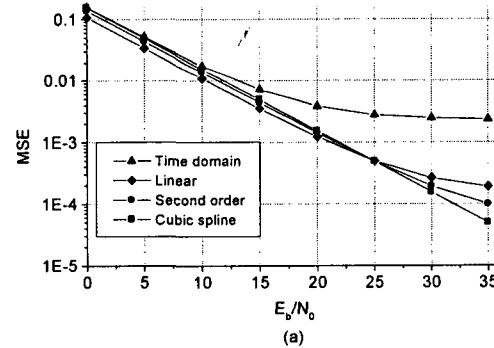


그림 5. US Consortium 채널에서 MSE와 BER (a) MSE, (b) BER

보간법의 성능을 비교하는 척도로 각 방식에 대해 연산의 복잡도를 분석하였다. 복잡도는 채널 추정을 위해 사용되는 파일럿의 수와 사용된 파일럿에 대한 연산 횟수를 기준으로 하였다. 각 보간법에 따른 연산의 복잡도를 표 1에 나타낸다.

표 1. 연산의 복잡도

보간법	파일럿 수	연산 횟수 (덧셈 / 곱셈)	Eq.
linear	2	1 / 1	(3)
second order	3	2 / 3	(4)
cubic spline	4	3 / 4, 미분 2	(5)
time-domain	$N_p$	$N_p \log 2N_p + N \log 2N / N_p / 2 \log 2N_p + N / 2 \log 2N$	(6)-(8)

선형 보간법과 이차 보간법이 연산의 복잡도면에서는 cubic spline 보간법과 time-domain 보간법에 비해 우수한 성능임을 알 수 있다.

### V. 결론

OFDM기반 디지털 AM 라디오 방송의 표준안인 DRM 시스템에 대해 분석하였다. 원거리 전송이 가능한 MF 대역 디지털 라디오 방송은 방송사, 청취자, 제조업체에게 있어서 매우 큰 장점을 가지고 있다. 이러한 DRM 시스템에 적합한 효율적인 채널 추정 기법을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. MSE, BER의 성능 판단 기준에 대해서는  $E_b/N_0$  값이 작은 경우에는 각 보간법의 성능이 비슷하지만, 일정  $E_b/N_0$  값(20-25 dB)을 초과하면 cubic spline 보간법이 가장 우수하였다. 연산의 복잡도면에서는 선형 보간법과 이차 보간법의 성능이 우수하였다. 이에 따라 MF 대역에서 DRM 시스템에 가장 적합한 채널 추정 방식은 cubic spline 보간법임을 알 수 있었다. 그러나  $E_b/N_0$  값이 작은 경우에는 연산의 복잡도를 고려하면 이차 보간법을 사용해도 우수한 채널 추정이 가능함을 알 수 있었다.

### 참고 문헌

- [1] J. Stott, "Digital Radio Mondiale: key technical features", *IEEE Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 4-14, Feb. 2002.
- [2] Digital Radio Mondiale(DRM); System Specification, ETSI, Apr. 2003.
- [3] J. Scott, "The threat to new radio systems from distributed wired communication installations", *IEE 8th International Conf. on HF Radio Systems and Techniques*, publ., no. 474, pp. 385-389, July 2000.
- [4] M. Hsieh and C. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 217-225, Feb. 1998.
- [5] S. G. Kang, Y. M. Ha, and E. K. Joo, "A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications", *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 142-149, June 2003.
- [6] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems", *IEEE 45th Veh. Technol. Conf.*, vol. 2, pp. 815-819, July 1995.
- [7] 문재경, 오길남, 박재홍, 하영호, 김수중, "지상파 방송 채널에서 OFDM 시스템의 시간 평균 채널 추정기의 성능", 한국전자파학회 논문지, 제10권, 제1호, pp. 44-53, 1999. 2.