

특집논문-08-13-5-01

T-DMB 시스템을 위한 E-OCR에서의 채널추정

박 성 익^{a)}, 임 형 수^{a)}, 김 흥 목^{a)}, 오 왕 록^{a)‡}

Channel Estimation in E-OCR for T-DMB System

Sung Ik Park^{a)}, Hyoungsoo Lim^{a)}, Heung Mook Kim^{a)}, and Wangrok Oh^{a)‡}

요 약

본 논문에서는 T-DMB (Terrestrial-Digital Multimedia Broadcasting) 시스템을 위한 E-OCR (Equalization On-Channel Repeater)에서의 채널추정 성능향상을 위한 잡음감소 기법을 제안한다. 일반적으로 E-OCR에서의 채널추정은 파일럿 신호 추출과 채널계수 추정에 의해 수행된다. 채널추정의 성능은 수신 SNR (Signal to Noise Ratio)과 연관되어 추정된 채널계수에 남아있는 잡음성분에 의해 결정되기 때문에, 잔존하는 잡음성분을 감소시키는 것은 매우 중요하다. 이러한 잡음성분을 감소시키기 위해, 주파수 영역에서의 M -point 가중이동평균(weighted moving average)을 기반으로 한 잡음제거 기법을 제안한다. 전산 실험에 의하면, 제안된 방법은 등화 후 SER (Symbol Error Rate) 측면에서 기존의 방법에 비해 2-3 dB의 성능 향상을 보인다.

Abstract

This paper proposes noise reduction methods to improve the channel estimation performance in Equalization On-Channel Repeater (E-OCR) for Terrestrial-Digital Multimedia Broadcasting (T-DMB) system. In the E-OCR for T-DMB system, the channel estimation is performed by the pilot signal extraction and the channel coefficient estimation. Since the performance of the channel estimation highly depends on the estimated channel coefficients whose accuracy is associated with the received signal-to-noise ratio (SNR), it is important to reduce noise existing at the estimated channel coefficients. To reduce such noise components, various noise reduction methods of the estimated channel coefficients based on the M -point weighted moving average are proposed. Computer simulations show that the proposed methods improve the estimation performance by more than 2 to 3 dB in terms of the symbol error rate after equalization.

Keyword : T-DMB, SFN, E-OCR, Channel Estimation

1. 서 론

한국의 이동방송 표준인 T-DMB(Terrestrial-Digital Multimedia Broadcasting) 시스템은 고층건물에 의해 둘러 쌓인 도심지 지역 혹은 고속주행이 많은 고속도로와 같은 열악한 환경에서 방송신호의 원활한 수신을 목적으로 한다. 특히, 이동 중 T-DMB 방송신호의 원활한 수신을 위해서는 일정 레벨 이상의 전계강도와 단일 주파수 망(Single

a) 한국전자통신연구원 방송시스템연구부

Broadcasting System Research Department, ETRI

b) 충남대학교 전기정보통신공학과

Dept. of Electrical and Computer Engineering, Chungnam National University

‡ 교신저자 : 오왕록(kingrock@cnu.ac.kr)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT 신성장동력핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2006-S-016-03, Development of Distributed Translator Technology for Terrestrial DTV]

Frequency Network: SFN) 구축이 반드시 요구된다. 일반적으로 방송망에서 SFN을 구성하기 위한 기술로는 GPS (Global Positioning System)를 이용하여 다수의 송신기간 동일한 주파수를 사용하는 송신기 기술과 송신기와 증계기가 동일한 주파수를 사용하는 OCR (On-Channel Repeater) 기술로 나누어지며, 두 기술을 혼용하여 SFN을 구성하는 것이 일반적이다^[1-3]. OCR 기술은 설치가 용이하고 유지 및 보수 비용이 낮지만, 출력전력이 낮고 출력 신호의 품질이 열악하다는 단점이 있다. 이러한 기존의 OCR이 가지는 단점을 보완한 등화형 동일채널 증계기 (Equalization On-Channel Repeater: E-OCR) 기술이 제안되었다^[4].

T-DMB 수신기에서는 복조를 위해 차등검파(differential detection) 기법이 일반적으로 사용되나, E-OCR 복조부에서는 동위상검출(coherent detection) 기법을 사용한다. E-OCR에서의 채널등화는 시간영역 복소 FIR (Finite Impulse Response) 필터를 통해 수행되며, 등화기의 탭 계수는 약속된 파일럿 신호를 이용하여 주파수영역에서 수신채널을 추정하고 추정된 채널계수의 역을 시간영역에서 구함으로써 획득된다. 하지만, 딥 페이딩(deep fading) 채널에서는 채널추정이 올바르게 수행될지라도 추정된 채널계수의 역은 매우 커질 수 있고, 이는 채널등화 과정에서의 잡음증폭(noise amplification)을 야기한다. 또한, 채널추정 후 남아있는 잡음성분은 E-OCR 수신부의 수신 성능을 악화시키는 원인이 된다. 채널추정의 성능은 수신 SNR (Signal to Noise Ratio)과 연관되어 추정된 채널계수에 남아있는 잡음성분에 의해 결정되기 때문에, 잔존하는 잡음성분을 감소시키는 것은 E-OCR 등화성능 향상을 위해 매우 중요하다.

본 논문에서는 주파수영역에서의 M -point 가중이동평균(weighted moving average)을 기반으로 추정된 채널계수에 남아있는 잡음성분을 감소시키기 위한 다양한 잡음제거 기법들을 제안한다. 또한, 전산실험을 통해 기존의 채널추정 기법과 비교함으로써 제안된 잡음제거 기법의 성능을 검증한다.

II. E-OCR에서의 채널추정

1. E-OCR

E-OCR은 프리실렉터, LNA (Low Noise Amplifier), 주파수 하향 변환기, 그리고 ADC (Analog to Digital Converter)로 구성된 수신부 복조기(채널추정), 역변환기, 그리고 복소 FIR 필터로 구성된 신호 처리부 DAC (Digital to Analog Converter), 주파수 상향 변환기, HPA (High Power Amplifier), 그리고 채널 필터로 구성된 송신부로 이루어진다. E-OCR의 구조는 그림 1과 같으며, 다음과 같은 특징을 가진다^[4].

- ① E-OCR은 송신기와 증계기 사이의 다중경로 및 선형 왜곡 등을 포함하는 수신채널의 역을 주기적으로 추정하고, 추정된 수신채널의 정보를 가지는 복소 FIR 필터를 통해 수신채널의 왜곡을 보상함으로써 OCR 출력신호 품질을 입력신호 보다 우수하게 만든다.
- ② E-OCR은 송/수신 안테나의 낮은 분리도로 인해 야기된 레플리케이션을 제거할 수 있기 때문에, 기존의 RF 및 IF OCR보다 송신출력을 높일 수 있다.
- ③ E-OCR은 FIR 필터를 가지는 간단한 구조로 인해 상대적으로 짧은 시스템 지연을 가진다.

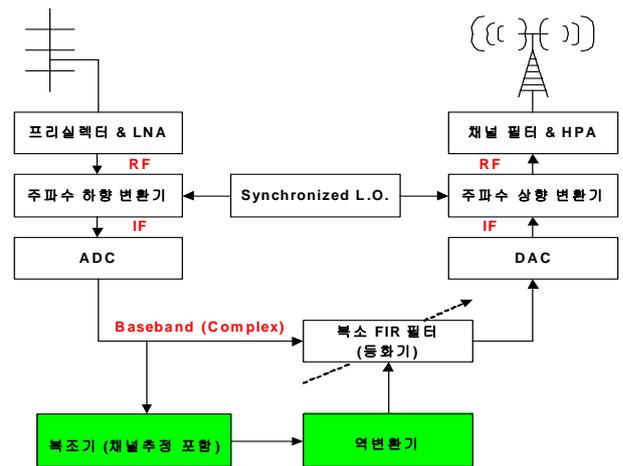


그림 1. E-OCR 구성도
Fig. 1. Structure of the E-OCR

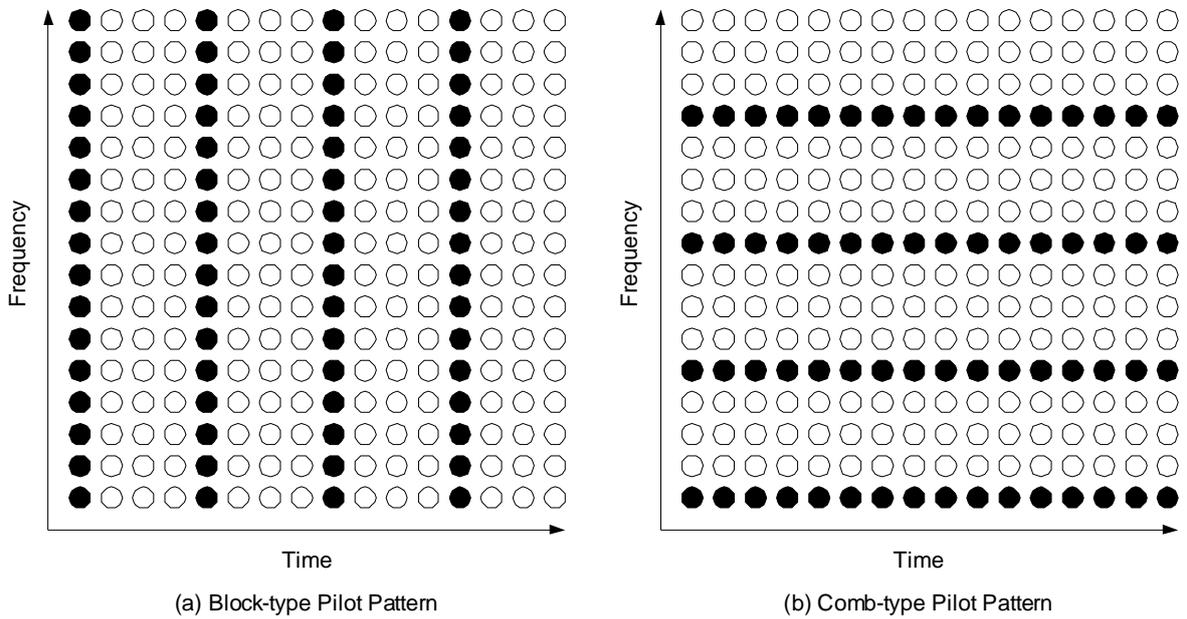


그림 2. OFDM 시스템의 파일럿 패턴
 Fig. 2. Two different types of pilot arrangement

2. 파일럿 패턴

일반적으로 OFDM 시스템에서는 채널추정을 위해 변조된 샘플신호 사이에 송·수신단에서 미리 약속된 파일럿을 삽입한다. 파일럿의 삽입형태는 그림 2와 같이 배열형식에 따라 크게 Block-type과 Comb-type으로 구분된다^[5]. 그림 2-2 (a)는 Block-type 파일럿 패턴을 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 파일럿 신호는 일정한 간격으로 OFDM 심벌 전체에 삽입된다. 따라서, Block-type 파일럿 패턴은 천천히 변하는 감쇄 채널(slow-fading channel)의 추정에 적합한 방법이며, 채널추정은 파일럿이 삽입된 OFDM 심벌에 해당하는 주파수 영역의 채널계수를 LS (Least Squares) 방법 또는 MMSE (Minimum Mean Square Error) 방법 등을 적용하여 행해진다. 그림 2-2 (b)는 Comb-type 파일럿 패턴을 나타낸 것이다. Comb-type의 파일럿은 그림에서 보듯이 모든 OFDM 심벌에 삽입되어 있기 때문에 빠르게 변하는 감쇄 채널(fast-fading channel)의 추정에 적합하다. 그러나 Comb-type 패턴의 파일럿은 하나의 OFDM 심벌에 일정한 주파수 간격으로 삽입되기 때문에

파일럿 사이의 데이터 구간에서는 파일럿에 의한 채널 추정이 불가능하다. 따라서, 이러한 데이터 구간의 채널계수 추정을 위해서는 파일럿에 의해 추정된 채널계수 값을 가지고 이웃한 파일럿 사이의 부반송파 주파수에 해당하는 계수 값을 보간(interpolation)을 이용해 추정해야 한다. 이로 인해 Comb-type 파일럿 패턴을 가지는 OFDM 시스템에서의 채널추정 성능은 보간 기법에 따라 다르게 나타날 수 있다^[6].

3. E-OCR에서의 채널추정

T-DMB 시스템에서는 Block-type 파일럿 패턴을 사용하며, 그림 3과 같이 매 76 OFDM 심벌마다 동일한 위치에서 파일럿 블록이 삽입된다. Block-type 파일럿 패턴에서의 채널추정은 두 가지의 연속적인 과정으로 구성되며, 그림 4와 같다.

먼저 FFT 블록을 통과한 수신신호 $Y(K)$ 에서 송·수신단에서 미리 약속된 파일럿 신호 $Y_p(k)$ 를 추출하고, 추출된 파일럿 신호 $Y_p(k)$ 를 약속된 파일럿 신호 $X_p(k)$ 와 주

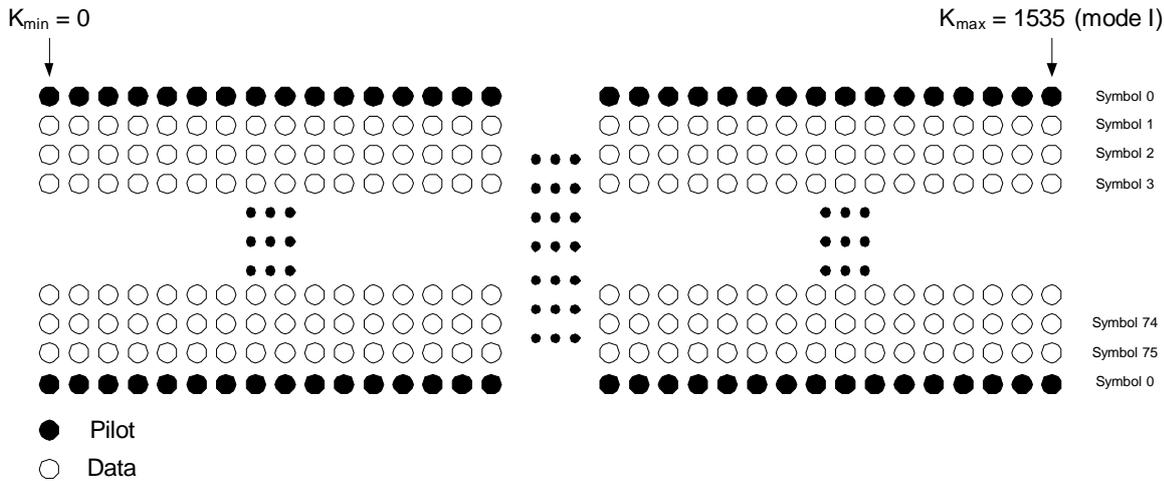


그림 3. T-DMB 시스템의 파일럿 패턴
Fig. 3. Pilot arrangement of T-DMB system

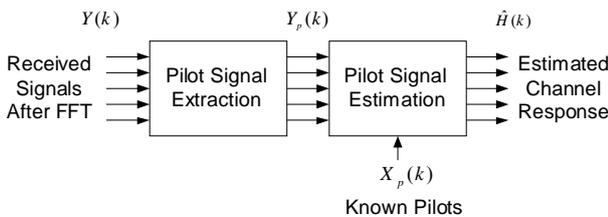


그림 4. 채널추정 블록도
Fig. 4. Block diagram of channel estimation based on block type pilots

과수 영역에서 비교함으로써 등화를 위한 레퍼런스(reference) 채널계수를 추정하게 된다. 채널의 임펄스 응답 시간이 보호구간보다 작으면, ISI가 발생하지 않는다. 또한, 동기(synchronization) 획득에서의 오류가 없다고 가정하면, 추출된 파일럿 신호 $Y_p(k)$, 알려진 파일럿 신호 $X_p(k)$ 그리고 채널 전달 함수 $H(k)$ 사이에서의 관계는 다음과 같다^[7]:

$$Y_p(k) = H(k) \cdot X_p(k) + W_p(k) \quad (1)$$

여기서 $W_p(k)$ 는 FFT 후 k-번째 파일럿 부반송파에 대한 AWGN을 나타내며, 첨자 p는 파일럿을 나타낸다. 수신기에서 약속된 파일럿 신호 $X_p(k)$ 를 알고 있다고 가정하면, 파일럿 주파수에서 Least Square 방법을 통해 채널의 주파수 응답을 계산하면 다음과 같다:

$$\hat{H}(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)} = H(k) + W'_p(k) \quad (2)$$

여기서 $W'_p(k)$ 는 추정된 채널에 남아있는 잡음을 나타낸다^[8].

III. 가중이동평균을 이용한 잡음감소 기법

앞 절에서 언급된 것처럼 채널추정은 등화에서 매우 중요한 역할을 하며, 채널추정의 성능은 수신 SNR과 연관되어 추정된 채널계수에 남아있는 잡음성분에 의해 결정된다. 또한, E-OCR 등화기(복소 FIR 필터)의 탭 계수는 주파수영역에서 추정된 채널계수의 역을 시간영역으로 변환함으로써 획득되기 때문에, 딥 페이딩 채널에서는 잡음증폭 현상을 야기할 수 있다. 따라서, 정확한 채널등화를 위해서는 잔존하는 잡음성분을 감소시켜야 한다. 본 절에서는 주파수영역에서의 M-point 가중이동평균을 기반으로 추정된 채널계수에 남아있는 잡음성분을 감소시키기 위한 다양한 잡음제거 기법들을 제안하며, 그 구조는 그림 5와 같다.

$\hat{H}_A(k)$ 를 OFDM 심볼의 k-번째 파일럿 주파수에서 M

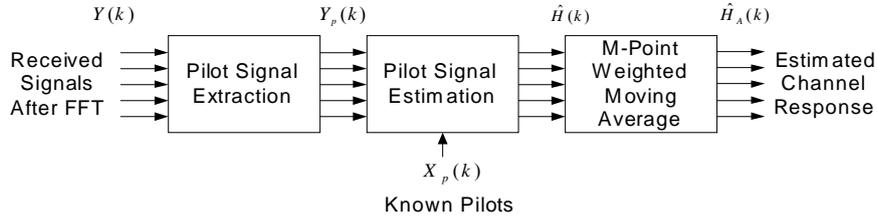


그림 5. 제안된 방법의 블록도
Fig. 5. Block diagram of the proposed method

-point 가중이동평균 후의 추정된 채널계수라 두면, $\hat{H}_A(k)$ 는 다음과 같이 표현된다:

$$\hat{H}_A(k) = \frac{\sum_{j=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} C(j) \cdot \hat{H}(k+j)}{M} \quad (3)$$

$$= \frac{\sum_{j=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} C(j) \cdot H(k+j)}{M} + \frac{\sum_{j=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} C(j) \cdot W'_p(k+j)}{M}$$

여기서 M 은 홀수이고, $C(j)$ 는 이동평균(moving average)을 위한 가중치(weighting value)를 나타낸다. 일반적으로 가중치, $C(j)$ 는 다양한 보간필터(interpolation filter)의 가중치로부터 쉽게 유도될 수 있으며, 본 논문에서 고려하는 6개의 가중이동평균 구조에 대한 가중치는 다음과 같다:

1) MA (moving average)에 대한 가중치:

$$C(j) = 1, \quad |j| \leq \frac{M-1}{2} \quad (4)$$

2) Selective MA에 대한 가중치:

$$C(j) = \begin{cases} 0, & j = \arg \min_j |\hat{H}(k+j)| \text{ or } j = \arg \max_j |\hat{H}(k+j)| \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

for $|j| \leq \frac{M-1}{2}$

3) Linear weighted MA에 대한 가중치:

$$C(j) = 1 - \left| \frac{j}{(M+1)/2} \right|, \quad |j| \leq \frac{M-1}{2} \quad (6)$$

4) Quadratic weighted MA에 대한 가중치:

$$C(j) = \begin{cases} -18 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^2 + 1, & |j| < \frac{M+1}{6} \\ 9 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^2 - \frac{15}{2} \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right| + \frac{3}{2}, & \frac{M+1}{6} \leq |j| < \frac{M+1}{2} \end{cases} \quad (7)$$

5) Cubic weighted MA에 대한 가중치:

$$C(j) = \begin{cases} 96 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^3 - 40 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^2 + 1, & |j| < \frac{M+1}{4} \\ -32 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^3 + 40 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^2 - 16 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right| + 2, & \frac{M+1}{4} \leq |j| < \frac{M+1}{2} \end{cases} \quad (8)$$

6) Lagrange weighted MA에 대한 가중치:

$$C(j) = \begin{cases} 32 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^3 - 16 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^2 - 2 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right| + 1, & |j| < \frac{M+1}{4} \\ -\frac{32}{3} \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^3 + 16 \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right|^2 - \frac{22}{3} \cdot \left| \frac{j}{M+1} \right| + 1, & \frac{M+1}{4} \leq |j| < \frac{M+1}{2} \end{cases} \quad (9)$$

Quadratic, cubic 그리고 Lagrange 가중치는 문헌 [9]를 참조하여 quadratic, 4-point cubic, 4-point Lagrange 보간 필터로부터 유도되었으며, selective MA는 $\hat{H}_A(k)$ 의 최대값과 최소값이 배제된다는 것을 제외하면 MA와 동일하다.

수학식 (3)에서 이동평가를 위한 M 값이 충분히 크다면, 잡음성분 $\frac{1}{M} \cdot \sum_{j=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} W'_p(k+j)$ 과 분산 σ^2/M 은 작아지지만, 본래의 채널 $H(k)$ 가 왜곡될 수 있다. 따라서, 잡음감소와 채널추정의 정확성 사이에서의 trade-off를 고려하여 이동평가를 위한 M 값을 결정해야 한다^[10]. 제안된 기법은 추정된 채널에서의 잡음성분을 감소시키는 것이므로 파일럿 삽입 형태에 관계없이 사용 가능하다.

IV. 전산실험 결과

전산실험에서는 AWGN 채널과 브라질 채널 A에서 E-OCR을 위해 제안된 채널추정 기법에 따른 등화 후 SER (Symbol Error Rate) 성능을 살펴보았다. 일반적으로 OCR이 설치되는 지역은 주송신기로부터 LOS (Line of Sight)가 확보되는 산 꼭대기 혹은 높은 건물의 옥상이다. 이러한 지역은 정적(static) 채널을 가지며 유효 다중경로의 최대 시간지연이 7 us 이내 이므로 브라질 실험실 테스트에서 발견된 브라질 채널 A로 표현 가능하다^{[11],[12]}. 브라질 채널 A의 채널 프로파일은 표 1과 같다. 또한, 전산실험을 위해 사용된 T-DMB 시스템은 $\pi/4$ -DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) 신호성상을 가지는 Eureka-147 DAB 시스템의 전송모드 I을 기반으로 하며^[13], 시스템 파라미터는 표 2와 같다.

표 1. 브라질 채널 A의 다중경로 프로파일
Table 1. Multi-path profile of Brazil channel A

Delay (μ s)	Amplitude (dB)
0.0	0.0
+0.15	-13.8
+2.22	-16.2
+3.05	-14.9
+5.86	-14.6
+5.93	-16.4

표 2. 전산실험을 위한 T-DMB 시스템 파라미터
Table 2. T-DMB system parameter for simulation

Parameters	Specifications
Number of Carriers	1536
Carrier Space	1 KHz
OFDM Symbol Duration	$2551 \cdot T$ (≈ 1.246 ms)
Guard Interval Duration	$504 \cdot T$ (≈ 246 μ s)
Signal Constellation	$\pi/4$ -DQPSK
Channel Model	AWGN Channel, Brazil Channel A

전산실험의 목적은 제안된 방법을 사용한 경우와 사용하지 않은 경우에서의 채널추정 성능을 비교하는 것이므로 동기획득의 오차와 Doppler 확산(spread)이 없다고 가정하였으며, 어떠한 오류정정부호도 사용하지 않았다. 또한, 보호구간이 채널모델의 최대 지연확산(delay spread)보다 크다면 ISI는 무시될 수 있다. 표 1에 의하면, 브라질 채널 A의 최대 지연확산은 각각 +5.93 μ s이다. T-DMB 시스템의 샘플링 주파수(= 2.048 MHz)에 대한 샘플 주기 T 는

$$T = \frac{1}{2048} \text{ ms} = 0.48828 \text{ } \mu\text{s} \quad (10)$$

이므로, 브라질 채널 A의 최대 채널 지연은 약 12 샘플($12 \cdot T$)이다. 본 논문에서 고려된 성능 지표는 E-OCR 등화기 출력에서의 SER이다.

그림 6은 SNR = 10 dB에서 브라질 채널 A에 기존의 방

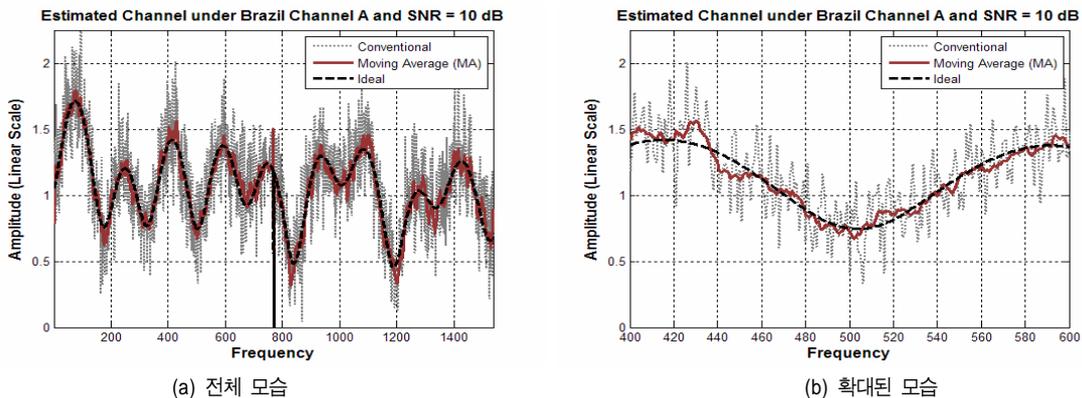
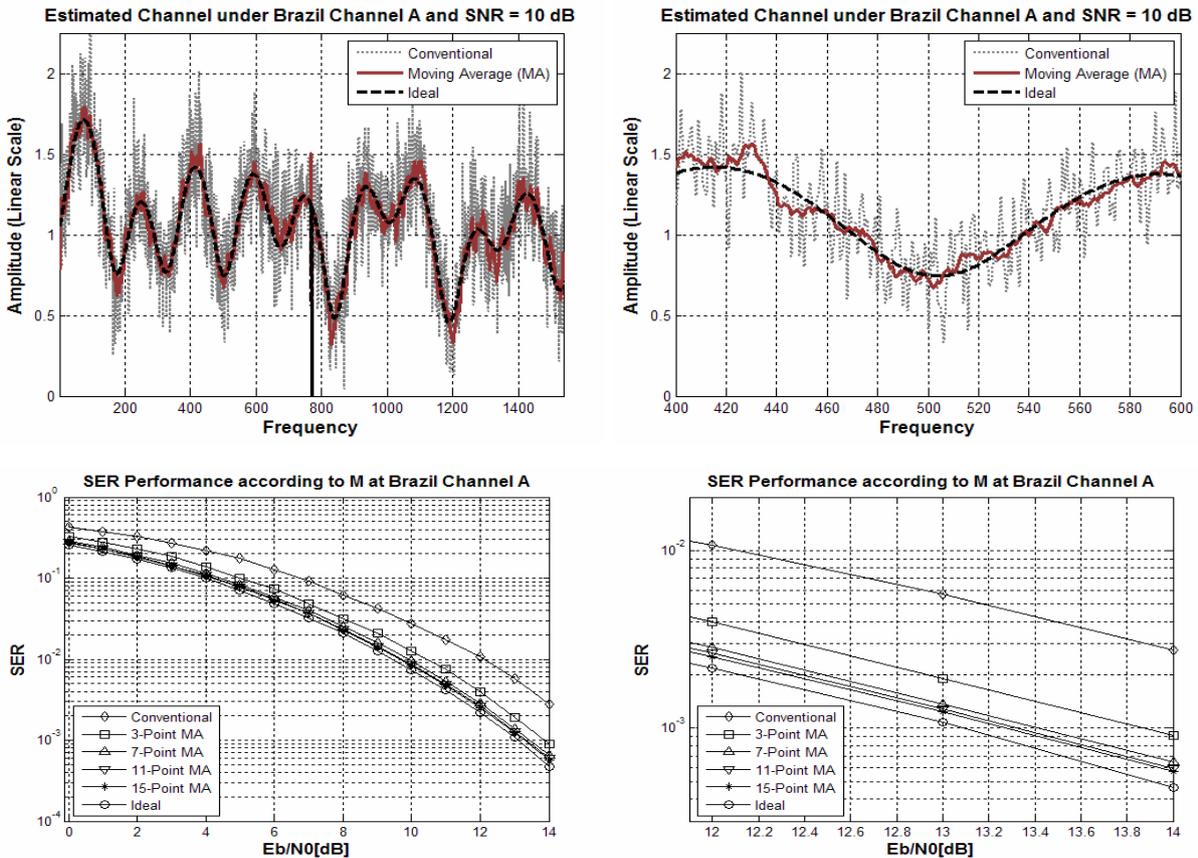


그림 6. 브라질 채널 A와 SNR=10dB에서 추정된 채널 (a) 전체 모습, (b) 확대된 모습
Fig. 6. Estimated channel under Brazil channel A and SNR=10dB (a) Full view, (b) Expanded view



(a) 전체 모습 (b) 확장된 모습

그림 7. 브라질 채널 A에서의 M 에 따른 등화 후 SER 성능 (a) 전체 모습, (b) 확장된 모습

Fig. 7. SER performance according to M after equalization at the AWGN channel

법 및 제안된 방법을 적용하였을 때 채널추정 결과를 나타내며, 잡음 감소를 위해 11-point MA 기법이 사용되었다. 여기서 점선(dotted line)은 기존의 방법에 의해 추정된 채널, 실선(solid line)은 제안된 11-point MA 기법에 의해 추정된 채널, 파선(dashed line)은 추정된 채널에 잡음이 없는 이상적인(ideal) 경우를 각각 나타낸다. 그림 6에 의하면, 채널추정 후 남아있는 잡음성분은 제안된 방법이 적용되었을 때 현저히 감소함을 알 수 있다. 그림 7은 Brazil A 채널에서 잡음 감소를 위한 M -point MA 기법이 사용되었을 때, M 에 따른 등화 후 SER 성능을 나타낸다. 그림 7에 의하면, M 이 증가할수록 우수한 SER 성능을 보이지만, $M=11$ 이상에서는 성능 개선이 크지 않다. 또한, 11-point MA 기법

은 기존의 채널추정 기법보다 약 2.5 dB 우수하며, 이상적인 경우보다 약 0.3 dB 열악하다. 그림 8과 9는 AWGN 채널 및 브라질 채널 A에서 본 논문에서 제안된 방법들에 대한 등화 후 SER 성능을 각각 나타낸다. 11-point 가중이동평균을 사용하는 제안된 채널추정 방법들은 기존의 방법보다 약 2-3 dB 우수한 성능을 보인다. 제안된 MA, selective MA, linear weighted MA, 그리고 quadratic weighted MA 채널추정 방법들은 비슷한 성능을 가지며, cubic weighted MA 및 Lagrange weighted MA 보다 약 0.5 dB 우수하다. Selective MA 채널추정 방법은 MA 채널추정을 위해 주어진 샘플에서 잡음이 있을 확률이 가장 높은 최대값과 최소값을 제외하여 이동평균하기 때문에 채널추정 성능이 가

장 우수하다. 하지만, MA 채널추정 방법과의 성능차이는 약 0.1 dB 정도의 미미한 값이므로 무시할 수 있다.

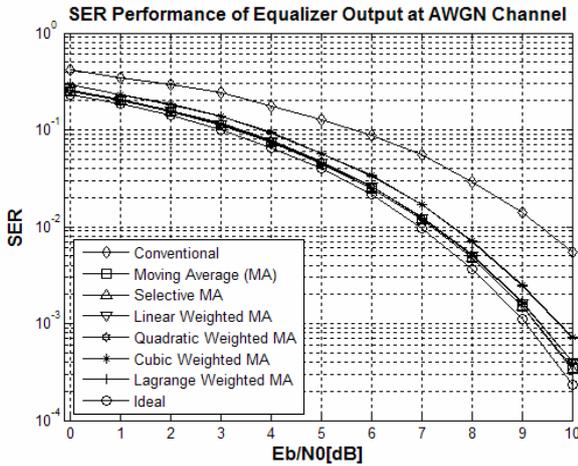


그림 8. AWGN 채널에서의 다양한 가중이동평균에 따른 등화 후 SER 성능
Fig. 8. SER performance according to proposed methods after equalization at the AWGN channel

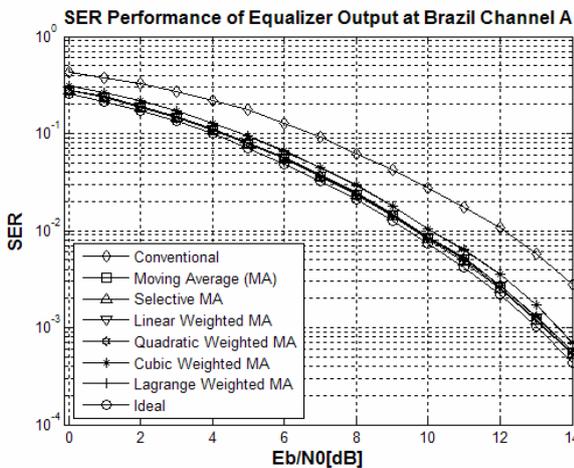


그림 9. 브라질 채널 A에서의 다양한 가중이동평균에 따른 등화 후 SER 성능
Fig. 9. SER performance according to proposed methods after equalization at the Brazil channel A

V. 결론

본 논문에서는 T-DMB 시스템을 위한 E-OCR 수신부의 채널추정 성능향상을 위해 M -point 가중이동평균을 사용

하는 잡음감소 기법을 제안하였으며, 전산실험을 통해 그 성능을 검증하였다. 제안된 채널추정 방법은 등화 후 SER 측면에서 기존의 채널추정 방법에 비해 2-3 dB의 성능 향상을 보였으며, selective MA 기법이 가장 우수한 성능을 나타내었다. 또한, 제안된 채널추정 방법은 추정된 채널에서의 잡음성분을 감소시키는 것이므로 파일럿 삽입 형태에 관계없이 사용 가능하다.

참고 문헌

- [1] Anders Mattsson, "Single Frequency Networks in DTV," IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 51, no. 4, pp 413-422, Dec. 2005.
- [2] K. Salehian, M. Guillet, B. Carson, and A. Kennedy, "On-Channel Repeater for Digital Television Broadcasting Service," IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 48, no. 2, pp. 97-102, June 2002.
- [3] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); DVB Mega-Frame For Single Frequency Network (SFN) Synchronization," TS 101 191 v1.1.1, April 1997.
- [4] 박성익, 박소라, 음호민, 이용태, 김홍목, "T-DMB의 SFN을 위한 등화형 동일채널 중계기," 방송공학회논문지, 제13권, 제3호, pp. 365-379, 2008년.
- [5] Y. Zhao and A. Huang, "A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform-Domain Processing," in IEEE 47th Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 2089-2093, May 1997.
- [6] Y.-S. Lee, H.-N. Kim, S. I. Park, and S. I. Lee, "Noise Reduction for Channel Estimation Based on Pilot-Block Averaging in DVB-T Receivers," IEEE Trans. On Consumer Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 51-58, Feb. 2006.
- [7] M. Hsieh and C. Wei, "Channel Estimation For OFDM Systems Based On Comb-Type Pilot Arrangement In Frequency Selective Fading Channels," IEEE Trans. On Consumer Electronics, vol. 46, no. 7, pp. 931-939, Jul. 1998.
- [8] X. Wang, Y. Wu, J.-Y. Chouinard, S. Lu, and B. Caron, "A Channel Characterization Technique Using Frequency Domain Pilot Time Domain Correlation Method For DVB-T Systems," IEEE Trans. On Consumer Electronics, vol. 49, pp. 949-957, Nov. 2003.
- [9] Thomas M. Lehmann, Claudia Conner, Klaus Spitzer, "Survey: Interpolation Methods in Medical Image Processing," IEEE Trans. On Medical Imaging, vol. 18, No. 11, November 1999.
- [10] 김상진, "OFDM 시스템에서 이동평균필터를 이용한 LS 채널 추정 기법의 성능 분석," 연세대학교 대학원, 2005년.
- [11] Y.-T. Lee, S. I. Park, H. M. Eum, J. H. Seo, H. M. Kim, S. W. Kim, and J. S. Seo, "A Design of Equalization Digital On-Channel Repeater for the Single Frequency Networks," IEEE Trans. on

Broadcasting, Vol. 53, No. 1, pp. 23~37, March 2007.

[12] Mackenzie, ABERT, and SET, "General description of laboratory tests," DTV Field Test Report in Brazil, July 2000.

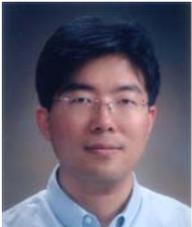
[13] ETSI, "Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) To Mobile, Portable And Fixed Receivers," ETSI EN 300 401 v1.3.3, Sept. 2001.

저 자 소 개



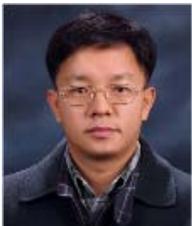
박 성 익

- 1996년 3월 ~ 2000년 2월 : 한양대학교 전자전기공학부 (공학사)
- 2000년 3월 ~ 2002년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 2002년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 지상파방송기술연구팀 연구원
- 2008년 2월 ~ 현재 : 충남대학교 전기정보통신공학과 박사과정
- 주관심분야 : 오류정정부호, 디지털 방송시스템, 디지털 신호처리



임 형 수

- 1988년 3월 ~ 1992년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
- 1992년 3월 ~ 1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 1994년 3월 ~ 1999년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)
- 1999년 3월 ~ 2000년 9월 : 한국전자통신연구원 선임연구원
- 2000년 9월 ~ 2001년 12월 : DXO텔레콤 과장/선임연구원
- 2002년 1월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원
- 주관심분야 : 디지털 통신, DTV 전송시스템, 동기화 기술, 변복조 기술



김 흥 목

- 1989년 3월 ~ 1993년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
- 1993년 2월 ~ 1995년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 1995년 3월 ~ 2001년 12월 : 포스코 기술연구소 근무
- 2002년 1월 ~ 2003년 10월 : (주)맥스웨이브 연구개발팀 팀장
- 2004년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 지상파방송기술연구팀 팀장
- 주관심분야 : RF 신호처리, 디지털 신호처리, DTV 전송시스템



오 왕 록

- 1989년 3월 ~ 1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
- 1995년 3월 ~ 1997년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 1997년 3월 ~ 2000년 2월 : 포항공대정보통신연구소 연구원
- 2000년 3월 ~ 2003년 8월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)
- 2003년 8월 ~ 2006년 3월 : 포항공대정보통신연구소 연구원
- 2006년 4월 ~ 현재 : 충남대학교 전기정보통신공학과 교수
- 주관심분야 : 오류정정부호, 디지털 통신, DTV 전송시스템