

# 시간영역 채널추정을 통한 지상파 DMB 중계기에서의 궤환 신호 제거방법

이지봉\*, 서기환\*, 박성익\*\*, 이용태\*\*, 김형남\*

\*부산대학교 전자전기공학과, \*\*한국전자통신연구원 지상파전송기술연구팀

## Feedback Cancellation based on Time-Domain Channel Estimation for T-DMB Repeaters

Ji-Bong Lee\*, Ki-Hwan Suh\*, Sung Ik Park\*\*, Yong-Tae Lee\*\*, Hyoung-Nam Kim\*

\*Department of Electronics and Electrical Engineering, Pusan National University

\*\*Radio & Broadcasting Research Division, ETRI

hnkim@pusan.ac.kr

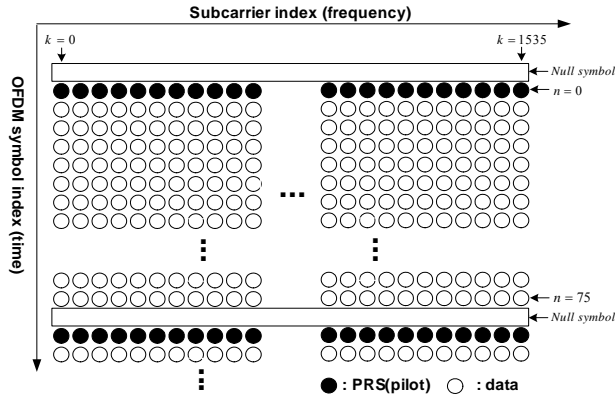
지상파 DMB 서비스 확산에 대처하기 위해서는 중계기 설치를 통한 서비스 영역의 확대가 요구되나, 단순 RF 형 동일 채널 중계기의 경우 송·수신 신호간의 간섭으로 인해 중계기의 출력이 제한되는 문제점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 중계기에서 수신 신호를 복조하여 궤환 채널을 추정하고 궤환 신호를 제거하는 방법이 제시되었으나, 지상파 DMB 시스템과 같이 파일럿 간격이 넓은 시스템에 복조형 궤환 신호 제거방법을 적용할 경우 궤환 채널 추정 속도가 느리다는 단점이 있다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 파일럿 구간에서 시간영역의 파일럿을 이용하고 데이터 구간에서는 판정의거 (decision-directed) 방법에 의하여 판정된 심볼을 이용하여 실시간으로 궤환 채널을 추정할 수 있는 방법을 제안한다. 제안된 방법은 궤환 채널 추정 속도를 개선하여 궁극적으로 궤환 신호 제거 성능을 향상시킨다. 모의실험을 통해 제안된 방법이 기존 방법에 비해 궤환 채널 추정 속도와 잔류 궤환 신호 전력 (RFP) 측면에서 우수함을 보인다.

### 1.

최근 지상파 Digital Multimedia Broadcasting (DMB) 서비스 지역이 확대됨에 따라, 서비스 품질 유지를 위한 서비스 영역의 확장이 요구되고 있다. 이러한 요구에 대처하기 위해 고려될 수 있는 방법 중 중계기를 통한 서비스 영역 확장이 가장 현실적인 방법으로 여겨지고 있다. 그러나 기존에 사용되던 주파수 변환형 중계기의 경우, 수신신호의 주파수를 변환하여 송신함으로써 중계기 수의 증가와 중계기 간의 복잡한 주파수 배분, 이에 따른 경제적 비용 증가 등의 문제가 발생한다. 이에 반해 동일한 송·수신 주파수를 사용하는 동일 채널 중계기 (on-channel repeater, OCR)는 주파수 변환형 중계기에 비해 전송 파워 조절과 주파수 배분 측면에서 장점을 가지고 있다 [1]. 그러나 OCR 을 사용하는 경우에는 안테나 커플링으로 인해 송신 신호가 중계기로 궤환되어 송신 전력을 증가시킬 경우 시스템이 발진할 가능성이 있다. 이러한 발진문제는 OCR 사용을

위해 반드시 해결되어야 할 문제이며, 이와 관련된 다양한 연구가 수행되었다 [1]-[4].

다양한 궤환 신호 제거기 중 본 논문에서는 재전송 신호의 잔류 궤환 신호 전력 (residual feedback power; RFP)을 최소화하는 데 초점을 맞추어 가장 우수한 성능을 보이는 복조형 궤환 신호 제거기를 고려한다[3],[4]. 다만 기존 복조형 궤환 신호 제거기를 지상파 DMB 중계기에 실제로 적용하기 위해서는 지상파 DMB 의 송신 프레임 구조를 살펴볼 필요가 있다. 지상파 DMB 시스템은 매 96 ms 마다 하나의 프레임이 전송되는데, 각 프레임의 첫 번째 심볼로서 DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) 복조를 위해 PRS (Phase Reference Symbol)가 삽입되며 이는 채널 추정을 위한 파일럿으로 사용될 수 있다. 그러나 이러한 PRS 를 제외하면 다른 파일럿이 존재하지 않기 때문에, 채널 추정을 위한 탭 계수 갱신이 매 프레임의 첫 번째 심볼 구간에서만 이루어지게 되어 채널 추정 속도가 느리고 이는 바로 궤환 신호 제거 성능 저하로 이어진다. 본



1. DMB

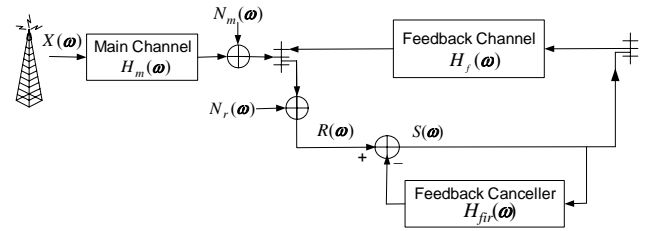
논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 파일럿 구간에서 시간영역으로 변환한 PRS 신호와 데이터 구간에서 판독된 심볼을 이용하여 실시간으로 왜환 채널을 추정함으로써 왜환 채널에 대한 추정 속도를 개선하고 이를 통해 복조형 왜환 신호 제거기의 지상파 DMB 중계기에서의 적용 가능성을 높일 수 있는 방법을 제안한다.

## 2. DMB

EUREKA-147 DAB 시스템에 기반한 지상파 DMB 시스템은 전송 방식과 변조 방식으로 각각 COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 DQPSK 를 사용하고, 오디오뿐만 아니라 멀티미디어 서비스를 위해 요구되는 비트 오류율을 만족시키기 위해 부가적으로 convolutional interleaver 와 Reed-Solomon coding 을 채택하고 있다 [5]. 복조형 왜환 신호 제거기의 성능을 결정하는 중요한 요소인 지상파 DMB 시스템의 파일럿 구조는 그림 1 과 같다. 그림 1 에서 보듯이 사용 가능한 파일럿은 한 프레임에 해당하는 76 OFDM 심볼 중 차등 변·복조를 위해 첫 번째 OFDM 심볼로 전송되는 블록 타입의 PRS 가 유일하고, 각 프레임 사이에는 시스템 동기화를 위해 삽입되는 1.297 ms 의 Null 심볼이 존재한다. 지상파 DMB 중계기에서 왜환 채널의 영향을 줄이기 위해 복조형 왜환 신호 제거기를 적용할 경우, 넓은 파일럿 신호 간격으로 인해 수렴 속도 측면에서 문제가 발생한다. 특히 왜환 채널이 시간에 따라 변하는 상황에서의 느린 수렴 속도는 중계기의 왜환 신호 제거 성능에 심각한 영향을 미치므로, 이를 해결하기 위한 방법이 요구된다.

## 3. [3],[4]

동일채널 중계기에서 송·수신 안테나 간의 불안정한 격리 (isolation)로 인해 발생하는 왜환 신호의 문제점을 해결하기 위해서는 왜환 신호 제거기가 필수적이고, 왜환 신호 제거기를 포함한



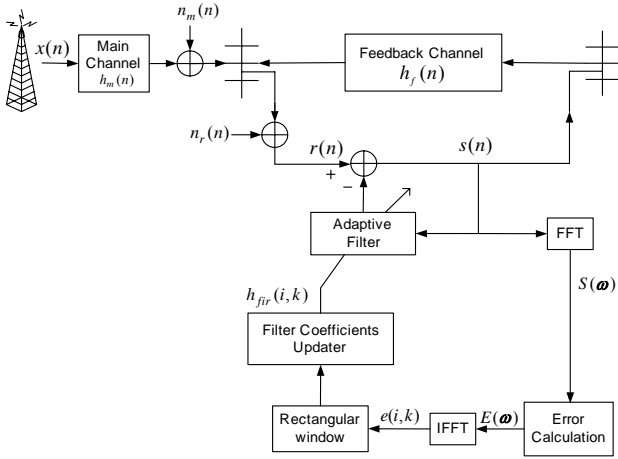
2. DMB

지상파 DMB 중계기의 기본 구조는 그림 2 와 같다. 그림 2 에서  $X(\omega)$ ,  $N_m(\omega)$ ,  $N_r(\omega)$ ,  $R(\omega)$  와  $S(\omega)$ 는 각각 주 송신기의 전송신호, 주 송신기에서 더해지는 백색 잡음, 중계기에서 더해지는 백색 잡음, 중계기 수신신호와 중계기 출력신호를 의미하며,  $H_f(\omega)$  와  $H_{fir}(\omega)$ 는 왜환 채널과 왜환 신호 제거기에서 추정된 왜환 채널의 주파수 응답을 의미한다. 그림 2 에서 보듯이 중계기의 출력신호  $S(\omega)$ 는 왜환 채널  $H_f(\omega)$ 를 통과하여 중계기의 수신 안테나를 통해 다시 중계기로 입력되며, 왜환 신호 제거기에서는 이 왜환 신호를 제거하기 위해 왜환 채널을 추정하여 레플리카(replica)를 생성한 후 이를 감산한다. 만약,  $H_f(\omega)$  와  $H_{fir}(\omega)$ 가 동일하다면 중계기의 수신 신호에 포함된 왜환 신호의 영향이 모두 제거되므로, 중계기는 수신되는 주 전송신호와 동일한 신호를 재전송할 수 있게 된다.

기존의 복조형 왜환 신호 제거기에서  $H_{fir}(\omega)$ 를  $H_f(\omega)$ 와 동일하게 만들기 위해 사용하는 방법은 주파수 영역에서  $H_{fir}(\omega)$ 이 가지는  $H_f(\omega)$ 와의 오차를 추정하여 이를 다시  $H_{fir}(\omega)$ 에 갱신해 줌으로써 최종적으로 두 왜환경로가 동일한 특성을 가지도록 하는 방법이다. 왜환 채널에 대한 추정 오차를 구하는 방법은 다음과 같다[3].

$$E(\omega) = 1 - \frac{X(\omega)}{S(\omega)} \quad (1)$$

식 (1)에서  $E(\omega)$ 는 왜환 채널에 대한 추정오차를 의미하며,  $X(\omega)$ 와  $S(\omega)$ 는 각각 주 전송신호와 그에 해당하는 재송신호를 의미한다. 식 (1)을 통해  $E(\omega)$ 를 적음 필터  $H_{fir}(\omega)$ 에 갱신하는 일련의 과정은 그림 3 에 나타내었다. 그림 3 에서 보듯이 주파수 영역의  $E(\omega)$ 를 역 푸리에 변환(inverse Fourier transform, IFFT)하여 시간 영역의 왜환 채널 추정 오차  $e(i,k)$ 를 구한다. 여기서  $i$ 와  $k$ 는 각각 OFDM 심볼의 시간 인덱스와 적음 필터 계수의 인덱스를 의미한다. 구해진  $e(i,k)$ 를 이용하여 적음 필터의 탭 계수를 갱신하는 방법은 다음 수식을 이용한다[3].



3. DMB 가

$$h_{fir}(i, k) = h_{fir}(i-1, k) + \mu \cdot \text{rect}(k) \cdot e(i, k) \quad (2)$$

식 (2)에서 스텝사이즈  $\mu$  는 1 이하의 값이며,  $\text{rect}(k)$  는  $e(i, k)$  에서 케환 채널의 영향이 나타나는 부분만을 취하기 위한 사각 윈도우 함수이다.

식 (1)를 이용해 적응 필터와 케환 채널과의 오차를 구하고, 이를 식 (2)에 적용하여 적응 필터의 계수를 갱신하는 일련의 과정을 수행하기 위해서는 주 송신기 전송신호  $S(\omega)$  에 관한 정보가 필요하다. 주 송신기와 중계기 사이에 알려진  $S(\omega)$  는 사전에 약속된 파일럿 심볼뿐이므로, 적응 필터 계수의 갱신은 파일럿 심볼 구간에서만 가능하다. 그러나 2 절에서 살펴본 바와 같이 지상과 DMB 시스템에서는 사용 가능한 파일럿이 PRS 뿐이므로, 적응 필터의 탭 계수 갱신이 한 프레임에 해당하는 매 76 OFDM 심볼마다 한번만 이루어진다. 이러한 탭 계수 갱신 방법은 시간에 따라 변하는 케환 채널의 경우에는 채널의 변화를 따라가지 못하여 정확한 채널 추정이 어렵게 된다. 따라서, 데이터 심볼 구간에서도 채널의 변화를 추정하고 이를 적응 필터에 반영할 수 있는 방법이 필요하다.

데이터 심볼 구간에서 채널을 추정하기 위해 사용하는 가장 보편적인 방법은 판정 의거 채널추정 방법 (decision-directed channel estimation, DDCE) 이다[4]. DDCE 방법은 데이터 심볼 구간에서 전송되는 신호를 수신한 후 일련의 판정과정을 통해 최초 전송된 신호를 추정함으로써 파일럿이 없는 데이터 구간에서도 추정된 데이터 심볼을 마치 파일럿처럼 사용하여 채널추정을 가능하게 하는 방법이다. 기존의 복조형 케환 신호 제거기에 DDCE 방법을 적용할 경우, 채널 추정오차를 구하기 위한 식 (1)에서 파일럿에 해당하는  $X(\omega)$  대신 추정된 데이터 심볼을 의미하는  $\hat{x}(\omega)$  을 이용하여 채널추정 오차를 구하고

이 후 적응 필터에 이를 갱신하는 방법은 PRS 에서의 방법과 동일하게 함으로써 가능해진다.

기존의 복조형 케환 신호 제거기를 지상과 DMB 중계기에 적용할 경우 파일럿 구조의 한계로 적응 필터의 갱신 간격이 매우 넓어짐에 따라 케환 채널에 대한 추정 속도가 매우 낮고, 채널이 변화하는 환경에서는 그 변화를 추적하지 시스템이 발진 할 가능성이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 일반적으로 데이터 구간에서의 채널추정에 이용되는 DDCE 방법을 적용하여 케환 채널에 대한 추정 속도를 높일 수 있지만, 기존의 방법은 케환 채널을 추정하기 위해 한 OFDM 심볼을 모두 수신해야 하므로 블록단위 처리의 한계를 극복할 수 없다. 따라서 케환 채널의 변화에 좀 더 강건한 케환 신호 제거기를 구현하기 위해서는 이러한 문제를 해결할 수 있는 방안이 필요하다.

#### 4.

지상과 DMB 중계기에서 케환 신호 제거기의 성능 향상을 위해서는 적응 필터의 수렴 속도를 향상시켜 케환 채널을 빠르고 정확하게 추정할 수 있는 방법이 요구된다. 이를 위해 본 논문에서 제안하는 방법은 지상과 DMB 시스템이 OFDM 전송기법을 사용하면서 블록타입의 파일럿 구조를 가진다는 점에서 출발한다. 블록타입 파일럿의 경우 한 OFDM 심볼의 모든 부반송파(subcarrier)에 파일럿이 삽입되므로 IFFT 를 통해 이에 해당하는 시간영역 파일럿 신호를 미리 얻을 수 있다. 이렇게 얻어진 시간영역 파일럿 신호를 이용하여 주파수 영역이 아닌 시간영역에서 오차를 구하고 이를 적응 알고리즘을 통해 적응 필터에 갱신해 줌으로써 파일럿 구간에서의 실시간 채널 추정이 가능해진다.

제안하는 방법인 시간영역 채널추정 방법에서 실시간으로 채널추정을 하기 위해 사용되는 적응 알고리즘은 least-mean-square (LMS) 알고리즘[6]으로 최소화 하고자 하는 오차는 다음과 같이 정의된다.

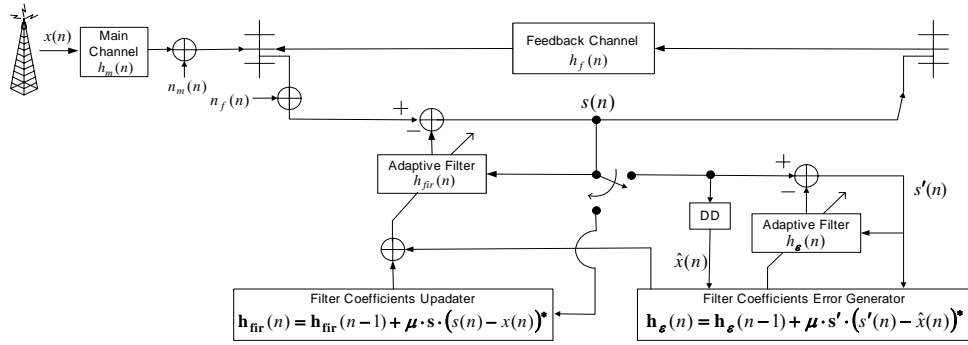
$$\epsilon(n) = s(n) - x(n) = r(n) - \mathbf{h}_{fir}^T \mathbf{s} - x(n) \quad (3)$$

여기서  $s(n)$  은 중계기의 출력신호이고,  $x(n)$  은 시간영역 파일럿에 해당한다.  $\epsilon(n)$  을 최소화하기 위한 적응 필터의 탭 계수 갱신은 다음과 같이 이루어진다.

$$\mathbf{h}_{fir}(n) = \mathbf{h}_{fir}(n-1) + \mu \cdot \mathbf{s} \cdot \epsilon(n)^* \quad (4)$$

식 (4)에서  $n$  은 시간 인덱스를 의미하고,  $\mu$  는 스텝 사이즈로 적응 필터의 수렴속도를 결정한다.

본 논문에서 제안하는 시간영역 채널추정 방법은 데이터 구간에서의 DDCE 역시 시간영역



4.

DMB

에서 채널을 추정하기 위해 3 절에서 주파수 영역에서 추정된 데이터 심볼을 시간영역의 신호로 변환하여 이를 채널 추정에 이용한다. 시간 영역의 데이터 신호를 이용하여 케환 채널을 추정 하는 방법 역시 LMS 적응 알고리즘에 기반하며, 오프라인에서 추가된 적응 필터를 이용하여 좀더 정확한 케환 채널 추정오차를 시간 영역에서 구하고 이를 케환 신호의 레플리카를 구하기 위한 적응 필터에 갱신해 줌으로써 케환 신호에 의한 영향을 제거한다.

그림 4 는 제안하는 방법인 시간영역 채널추정 방법이 적용된 지상파 DMB 중계기의 구조를 나타낸다. 그림에서  $h_g(n)$  는 데이터 구간에서 구해지는 적응 필터의 케환 채널에 대한 추정 오차에 해당하고,  $s'(n)$  은 오프라인에서 추가되는 적응 필터의 입력으로 추가된 적응 필터의 출력인 잔여 케환 신호의 레플리카가 제거된 중계기의 출력을 의미한다. 따라서  $s'(n)$  을 실제 중계기의 출력으로 송신할 수는 없지만  $s'(n)$  을 추정된 주 전송신호  $\hat{x}(n)$  에 최대한 가깝게 만들 수 있는  $h_g(n)$  을 구하고 이를 실제 케환 신호의 레플리카를 출력하는 적응필터에 갱신해 줌으로써 케환 신호에 의한 영향을 줄이게 된다.

제안하는 방법인 시간영역 채널추정 방법은 PRS 구간에서는 시간영역 파일럿을 이용하여 실시간으로 케환 채널에 대한 추정을 하고, 데이터 심볼 구간에서는 추정된 시간영역의 주 전송신호와 오프라인에서 추가되는 적응 필터를 이용하여 케환 채널에 대한 추정오차를 최대한 줄이는 필터 탭 계수를 얻을 수 있는 방법이다. 따라서 기존의 복조형 케환 신호 제거 방법이 가지는 블록 단위 처리의 한계를 극복하여 케환 채널에 대한 추정속도를 향상시킬 수 있고, 이에 따라 변화하는 채널환경에서도 안정적인 케환 신호 제거 성능을 유지할 수 있을 것으로 보인다.

5.

지상파 DMB 중계기에서 제안된 시간영역 파일럿 분할 기법을 이용한 케환 신호 제거기의

1: DMB

Parameters	Specifications
FFT size	2048
Number of transmitted carriers	1536
Guard interval	504
Sample time	1/2048000 seconds
Nominal bandwidth	1.536 MHz
Modulation scheme	$\pi/4$ -DQPSK
Transmission scheme	COFDM

2:

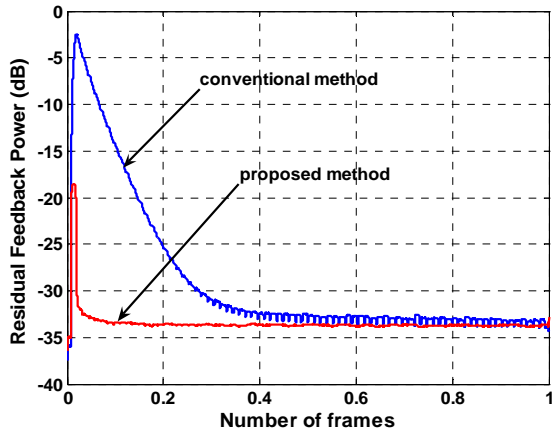
Parameters	Specifications
Feedback gain	0.5
Feedback delay time	0.5 $\mu$ s (1 tap)
Main channel	Brazil A [1]
Additive noise in the main transmitter ( C/N)	40 dB
Additive noise in the repeater ( C/N)	40 dB
System delay time	20 $\mu$ s (41 taps)
Adaptive filter length	30 $\mu$ s (61 taps)

성능 평가를 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 지상파 DMB 시스템 파라미터는 표 1 과 같고 [5], 케환 채널 및 케환 신호 제거기 관련 파라미터는 표 2 에 나타내었다. 케환 신호 제거기의 성능 척도인 residual feedback power (RFP)는 다음과 같이 정의된다.

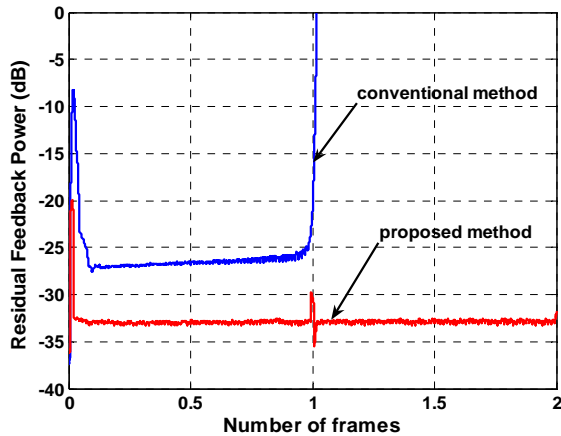
$$P_{residual} = 10 \log_{10} \left( \frac{|s(n) - x(n)|^2}{E[x(n)]} \right) \quad (5)$$

$s(n)$  과  $x(n)$  은 각각 주 송신기의 전송신호와 중계기의 출력신호를 의미한다.

그림 5 는 표 2 의 채널환경에서 기존의 방법과 제안된 방법의 채널추정 속도를 비교한 것으로 각각 30 회 독립 시행한 결과를 평균한 것이다. 적용된  $\mu$  는 모의 실험을 통해 가장 우수한 성능을 보이는 값을 적용하였다. 그림에서 보듯이 제안된 방법의 채널추정 속도가 기존의 방법에 비해 매우 우수함을 알 수 있다. 그림 6 은 기존의 방법과



5.



6.

제안된 방법의 변화하는 케환채널에 대한 추적능력을 비교한 것으로, 변화하는 채널은 feedback gain 이 한 프레임당 1 씩 선형적으로 증가하는 채널을 적용하였다. Feedback gain 이 증가하는 환경은 최초 중계기를 동작시킨 후 원하는 파워로 신호를 증폭시킬 때까지 나타나는 케환채널에 해당한다. 그림에서 보듯이 기존의 방법은 feedback gain 이 1 을 넘어서자 변화하는 채널을 제대로 추정하지 못하고 발산하였지만, 제안된 방법은 한 프레임당 1 정도로 gain 이 변화하는 상황에서는 우수한 RFP 성능을 유지하면서 케환신호를 제거하는 것을 볼 수 있다.

제안된 방법은 기존의 방법과 달리 시간영역에서 케환채널에 대한 추정을 함으로써 PRS 구간에서는 실시간 채널추정이 가능해 지고 데이터 구간에서도 기존의 DDCE 방법에 비해 우수한 채널추정 성능을 보인다. 따라서, 제안된 방법을 지상과 DMB 중계기에 도입하면 개선된 채널추정성능을 통해 채널 변화에 매우 강건한 성능을 확보할 수 있으므로, 케환 신호로 인해 제한되었던 중계기의 재전송신호 전력을 증가시킬 수 있어

지상과 DMB 중계기의 성능 향상을 꾀할 수 있을 것이다.

## 6.

본 논문에서는 지상과 DMB 중계기에서 케환 신호 제거기의 성능을 개선하기 위해 시간영역 채널추정 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 케환채널에 대한 추정속도를 향상시킴으로써 변화하는 채널 환경에 강건한 성능을 확보할 수 있다. 지상과 DMB 중계기에서 케환 신호 제거 성능 향상은 재전송 신호의 송출 전력의 증가를 의미하며, 이것은 중계기의 전파 도달 영역 확장에 기여할 수 있음을 의미한다. 따라서 제안된 방법을 지상과 DMB 중계기에 적용할 경우 서비스 확대뿐만 아니라 안정적인 서비스 환경 구축에 크게 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

## Acknowledgement

본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 IT 신성장동력핵심기술개발사업의 일환으로 수행되었음. [2007-S006-01, OFDM 전송방식에서의 동일채널 RF 중계기술 개발]

## 7.

- [1] Y.-T. Lee, S. I. Park, H. M. Eum, J. H. Seo and H. M. Kim, "A Design of Equalization Digital On-Channel Repeater for Single Frequency Network ATSC System," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 53, no. 1, pp. 23-37, March 2007.
- [2] A. Wiewidzka and P.N. Moss, "Digital on-channel repeater for DAB," *BBC R&D White Paper WHP 120*, Sept. 2005.
- [3] H. Hamazumi, K. Imamura, N. Iai, K. Shibuya, and M. Sasaki, "A Study of a Loop Interference Canceller for the Relay Stations in an SFN for Digital Terrestrial Broadcasting," in *Proceeding of the IEEE GLOBECOM 2000 Conference*, San Francisco, CA, USA, Dec. 2000, vol. 1, pp. 167-171.
- [4] Koichiro Imamura, "Verification of Performance of Coupling Loop Interference Canceller for On-Air Relay in an SFN - On-Channel Repeater for ISDB-T," in *56th Annual IEEE Broadcast Symposium*, Washington D.C., USA, Sept. 2006.
- [5] ETSI, "ETSI EN 300 401, Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers," European Telecommunications Standards Institute, May 2001.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th ed. Prentice Hall, 2002.