

# 시간영역 파일럿 분할을 통한 T-DMB 중계기에서의 궤환신호 제거기법

준회원 이지봉\*, 김완진\*, 정회원 박성익\*\*, 이용태\*\*, 종신회원 김형남\*

## Feedback Cancellation Based on Partitioned Time-Domain Pilots for T-DMB Repeaters

Ji-Bong Lee\*, Wan-Jin Kim\* *Associate Members*,  
Sung Ik Park\*\*, Yong Tae Lee\*\* *Regular Members*, Hyoung-Nam Kim\* *Lifelong Member*

### 요약

동일 채널 중계기에서는 송·수신 신호간의 간섭으로 인해 중계기의 출력이 제한되는 문제점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 중계기에서 수신 신호를 복조하여 궤환채널을 추정하고 궤환신호를 제거하는 방법이 제시되었으나, T-DMB 시스템과 같이 파일럿 간격이 넓은 시스템에 복조형 궤환신호 제거방법을 적용할 경우 궤환채널 추정 속도가 느리다는 단점이 있다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 시간영역의 파일럿을 여러 개의 서브 그룹으로 분할하여 궤환채널을 추정함으로써 적응 필터의 갱신 횟수를 증가시킬 수 있는 방법을 제안한다. 제안된 방법은 궤환채널 추정 속도를 개선하여 궁극적으로 궤환신호 제거 성능을 향상시킨다. 모의실험을 통해 제안된 방법이 기존 방법에 비해 궤환채널 추정 속도와 잔류 궤환신호 전력 (RFP) 측면에서 우수함을 보인다.

**Key Words** : T-DMB, DAB, OCR, Repeater, ICS

### ABSTRACT

Conventional on-channel-repeaters (OCRs) have a crucial problem that the power of a re-transmitted signal is highly limited by a feedback signal due to antenna coupling. The power limitation problem in OCRs has been solved by incorporating a demodulation-type feedback canceller which eliminates unwanted feedback signals by estimating a feedback channel. In applying the demodulation-type feedback canceller to T-DMB repeaters, there is a troublesome problem of unfrequent known pilot symbols, resulting in poor convergence performance of channel estimation. To solve this problem and enhance the accuracy of estimation, we propose a partitioning method of the Phase Reference Symbol (PRS) transformed in time domain. Since filter coefficients are updated every one partitioned subgroup, the number of updates is increased by the number of partitioned subgroups and thus the convergence speed is enhanced. The improved performance of feedback-channel estimation is directly connected with the feedback-cancellation performance. Simulation result shows that the feedback canceller incorporating the proposed partitioning method has a good performance in terms of residual feedback power.

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

\* 부산대학교 전자전기공학과 통신 및 신호처리 연구실(컴퓨터 및 정보통신 연구소) (hnkim@pusan.ac.kr),

\*\* 한국전자통신연구원 지상파전송기술연구팀

논문번호 : KICS2007-11-520, 접수일자 : 2007년 11월 13일, 최종논문접수일자 : 2008년 1월 21일

## I. 서 론

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 방법은 크게 두 가지로 나누어볼 수 있는데, 첫 번째는 주 송신기에서 전송 신호의 전력을 증가시키는 방법이고, 두 번째는 보조국이나 중계기 등을 설치하는 방법이다. 주 송신기의 송신전력을 증가시키는 방법의 경우, 여타 기기와의 간섭을 피하기 위해 그 출력이 법적으로 엄격히 제한되므로<sup>[1]</sup>, 중계기를 통한 서비스 영역 확장이 현실적인 방법으로 고려되고 있다. 그러나 기존에 사용되던 주파수 변환형 중계기의 경우 중계기 수신신호의 주파수를 변환하여 송신함에 따라 중계기 수가 증가할 경우 중계기 간의 복잡한 주파수 배분문제와 이에 따른 경제적 비용 증가 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<sup>[2]</sup>. 그러나 OCR을 사용하는 경우에는 안테나 커플링으로 인해 송신 신호가 중계기로 케환되어 송신 전력을 증가시키면 시스템이 발진할 가능성이 있다. 이러한 발진문제는 OCR 사용을 위해 반드시 해결되어야 할 문제이며, 이와 관련된 다양한 연구가 수행되었다<sup>[2,6]</sup>.

케환신호 제거기는 케환채널 추정에 사용되는 기준 신호에 따라 크게 intermediate-frequency (IF) 형과 복조형으로 나누어지며, IF 형은 중계기의 출력을, 복조형은 주 송신신호에 포함되어 있는 파일럿 신호를 사용한다<sup>[4,5]</sup>. IF 형은 전송신호의 변조 형태에 관계없이 사용가능하며 수신신호의 복조 과정이 필요 없어 구조가 간단하다는 장점이 있으나, 케환채널 추정을 위한 기준신호로 신호 순도 (signal purity)가 낮은 중계기의 출력을 사용해 채널 추정의 정확도가 낮고 이로 인해 케환신호 제거 성능이 우수하지 못한 단점이 있다. 이에 반해, 복조형은 케환신호 제거에 필요한 기준신호를 얻기 위해 전송신호를 복조하므로 하드웨어 구조가 복잡하고 전송신호 복조과정에서 시스템 지연이 발생하는 문제점이 있으나, 전송신호에 포함된 파일럿을 이용한 채널 추정이 가능하므로 채널 추정의 정확도가 높고, 우수한 케환신호 제거성능을 가진다. T-DMB 서비스를 위한 중계기에서의 케환신호 제거방법은

시스템 요구에 따라 선택적으로 사용될 수 있으나, 본 논문에서는 재전송 신호의 잔류 케환신호 전력 (residual feedback power; RFP)을 최소화하는 데 초점을 맞추어 복조형 케환신호 제거기만을 고려하기로 한다.

기존 복조형 케환신호 제거기를 T-DMB 중계기에 실제로 적용하기 위해서는 T-DMB의 송신 프레임 구조를 살펴볼 필요가 있다. T-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 PRS를 제외하면 다른 파일럿이 존재하지 않기 때문에, 채널 추정을 위한 탭 계수 갱신이 매 프레임의 첫 번째 심볼 구간에서만 이루어지게 되어 채널 추정 속도가 떨어지고 이는 바로 케환신호 제거 성능 저하와 관련이 된다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 시간영역으로 변환한 PRS 신호를 여러 개의 서브 그룹으로 분할하여 탭 계수 갱신 횟수를 증가시킴으로써 케환채널에 대한 추정 속도를 개선하고 이를 통해 복조형 케환신호 제거기의 DMB 중계기에서의 적용 가능성을 높일 수 있는 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 T-DMB 시스템에 대해 간단히 소개하고, III절에서는 T-DMB 중계기를 위한 케환신호 제거기의 구조와 원리에 대해 설명한다. IV절에서는 복조형 케환신호 제거기의 성능을 향상시키기 위해 제안된 시간영역 파일럿 분할기법에 대해 설명하고, V절에서는 모의실험을 통해 제안된 파일럿 분할기법을 이용한 채널 추정방법이 RFP 측면에서 케환신호 제거 성능을 향상시킴을 보인다. 마지막으로, VI절에서 결론을 맺는다.

## II. T-DMB 시스템

EUREKA-147 DAB 시스템에 기반한 T-DMB 시스템은 전송 방식과 변조 방식으로 각각 COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 과 DQPSK를 채택하고 있다. 오디오뿐만 아니라 멀티미디어 서비스를 위해 요구되는 비트 오류율을 만족시키기 위해 부가적으로 convolutional interleaver와 Reed-Solomon coding을 채택하고 있다<sup>[8]</sup>. 복조형 케환신호 제거기의 성능을 결정하는 중요한 요

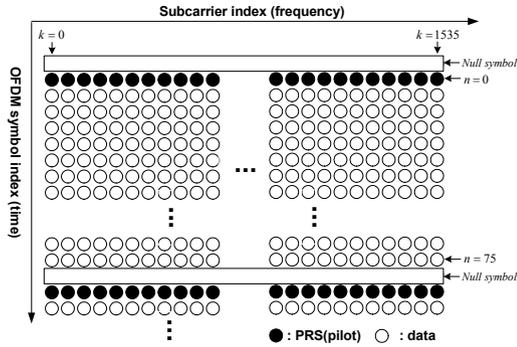


그림 1. T-DMB 시스템의 파일럿 구조.

소인 T-DMB 시스템의 파일럿 구조는 그림 1과 같다. 그림 1에서 보듯이 사용 가능한 파일럿은 한 프레임에 해당하는 76 OFDM 심볼 중 차등 변·복조를 위해 첫 번째 OFDM 심볼로 전송되는 블록 타입의 PRS가 유일하고, 각 프레임 사이에는 시스템 동기화를 위해 삽입되는 1.297 ms의 Null 심볼이 존재한다. T-DMB 중계기에서 왜환채널의 영향을 줄이기 위해 복조형 왜환신호 제거기를 적용할 경우, 넓은 파일럿 신호 간격으로 인해 수렴 속도 측면에서 문제가 발생한다. 특히 왜환채널이 시간에 따라 변하는 상황에서의 느린 수렴 속도는 중계기의 왜환신호 제거 성능에 심각한 영향을 미치므로, 이를 해결하기 위한 방법이 요구된다.

### III. T-DMB를 위한 왜환신호 제거기

#### 3.1 왜환신호 제거기의 기본원리<sup>(5),(6)</sup>

동일채널 중계기에서는 송·수신 안테나 간의 불완전한 격리 (isolation), 지면이나 인접사물에 의한 반사로 인해 원하지 않는 왜환신호가 중계기에 다시 입력되는 문제점이 있다. 만약 이러한 왜환신호를 제거하지 못한다면, 시스템 발진 (oscillation) 등으로 인해 중계기가 정상적으로 원하는 신호를 전송할 수 없게 된다. 이러한 동일채널 중계기 시스템의 불안정성 문제를 해결하기 위해서는 왜환신호 제거기가 필수적이며, 왜환신호 제거기를 포함한 T-DMB 중계기의 기본 구조는 그림 2와 같다. 그림 2에서  $S(\omega)$ ,  $N_m(\omega)$ ,  $N_r(\omega)$ ,  $R(\omega)$ 와  $X(\omega)$ 는 각각 주 송신기의 전송신호, 주 송신기에서 더해지는 백색 잡음, 중계기에서 더해지는 백색 잡음, 중계기 수신신호와 중계기 출력신호를 의미하며,  $H_f(\omega)$ 와

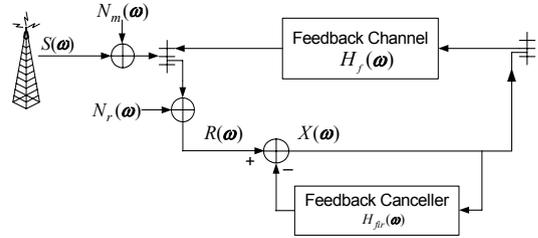


그림 2. T-DMB 중계기의 기본 구조.

$H_{fir}(\omega)$ 는 왜환채널의 주파수 응답과 왜환신호 제거기에서 추정된 왜환채널의 주파수 응답을 의미한다. 그림 2에서 보듯이 중계기의 출력신호  $X(\omega)$ 는 왜환채널  $H_f(\omega)$ 를 통과하여 중계기의 수신 안테나를 통해 다시 중계기로 입력되며, 왜환신호 제거기에서는 이 왜환신호를 제거하기 위해 왜환채널을 추정하여 레플리카 (replica)를 생성한 후 이를 감산한다. 만약,  $H_f(\omega)$ 와  $H_{fir}(\omega)$ 의 충격 응답 (impulse response)이 동일하다면 중계기의 수신신호  $R(\omega)$ 에 포함된 왜환신호의 영향이 모두 제거되므로, 중계기에서는 주 송신기로부터 송출되어 중계기 수신 안테나에 도달한 신호와 동일한 신호를 전송할 수 있게 된다. 이러한 왜환신호 제거기의 동작을 수식을 통해 설명하면 다음과 같다. 중계기 수신신호  $R(\omega)$ 와 중계기의 출력 신호  $X(\omega)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있으며,

$$R(\omega) = S(\omega) + N_m(\omega) + N_r(\omega) + X(\omega) \cdot H_f(\omega) \quad (1)$$

$$X(\omega) = R(\omega) - X(\omega) \cdot H_{fir}(\omega) \quad (2)$$

식 (1)과 식 (2)를 이용하여 주 송신기의 전송신호와  $S(\omega)$ 와 중계기 출력신호  $X(\omega)$ 의 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$X(\omega) = S(\omega) + N_m(\omega) + N_r(\omega) + X(\omega) \cdot H_f(\omega) - X(\omega) \cdot H_{fir}(\omega) \quad (3)$$

식 (3)에서 잡음  $N_m(\omega)$ 와  $N_r(\omega)$ 가 주 송신 신호에 비해 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하면,  $S(\omega)$ 와  $X(\omega)$ 가 같아지기 위해서  $H_f(\omega)$ 와  $H_{fir}(\omega)$ 가 동일해야 함을 알 수 있다. 따라서 왜환채널 제거기에서 최소화하고자 하는 에러, 즉 실제 왜환채널과 왜환신호 제거기에서 추정된 왜환채널간의 오차  $E(\omega)$ 는 다음 식과 같이 정의할 수 있다.

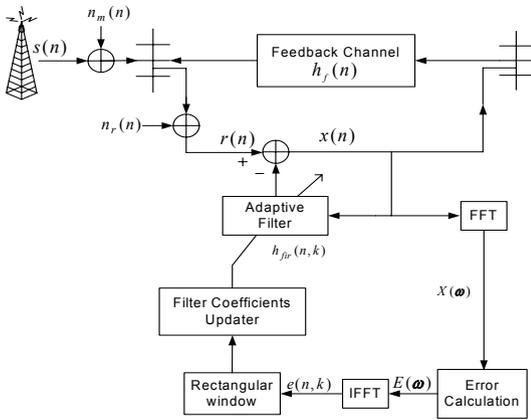


그림 3. 복조형 케환신호 제거기가 포함된 T-DMB 중계기의 구조

$$E(\omega) = H_f(\omega) - H_{fir}(\omega) \quad (4)$$

식 (4)를 식 (3)에 대입하여 다시 정리하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$E(\omega) = 1 - \frac{S(\omega)}{X(\omega)} \left( 1 + \frac{N_m(\omega) + N_r(\omega)}{S(\omega)} \right) \quad (5)$$

$$\cong 1 - \frac{S(\omega)}{X(\omega)}$$

식 (5)에서  $E(\omega)$ 는 케환채널의 추정오차를 의미하여, 케환신호 제거기의 목적은 추정 오차 값을 최소화함으로써 케환채널에 의한 영향을 줄이고자 하는 것이다.

### 3.2 적응 알고리즘

III-1 절에서 구한 케환채널 추정 오차  $E(\omega)$ 를 최소화하기 위해서 다양한 적응 알고리즘이 사용될 수 있으나, 본 논문에서는 실제 시스템에서의 적용성을 고려하여 계산량이 적고 구현이 간단한 least-mean-square (LMS) 알고리즘을 고려한다. 적응 알고리즘을 이용한 케환신호 제거기의 구조와 이를 포함한 T-DMB 중계기의 구조는 그림 3과 같다. 그림 3에서 보듯이 간섭신호 제거를 위한 적응 필터의 탭 계수를 구하기 위해 우선 파일럿 구간에 해당하는  $X(\omega)$ 를 복조하여  $E(\omega)$ 를 산출하고,  $E(\omega)$ 를 역 푸리에 변환 (inverse Fourier transform)하여 시간 영역의 케환채널 추정 오차  $e(n,k)$ 를 구한다. 여기서  $n$ 과  $k$ 는 각각 OFDM 심볼의 시간 인덱스와 적응 필터 계수의 인덱스를 의미한다. 구해진  $e(n,k)$ 를 이용하여 적응 필터 계수를 갱신하는 방법

은 다음 수식을 이용한다<sup>[5]</sup>.

$$h_{fir}(n,k) = h_{fir}(n-1,k) + \mu \cdot \text{rect}(k) \cdot e(n,k) \quad (6)$$

식 (6)에서 스텝사이즈  $\mu$ 는 1 이하의 값이며,  $\text{rect}(k)$ 는  $e(n,k)$ 에서 케환채널의 영향이 나타나는 부분만을 취하기 위한 사각 윈도우 함수로서 다음과 같이 정의된다.

$$\text{rect}(k) = \begin{cases} 1 & (1 \leq k < M) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (7)$$

여기서  $M$ 은 적응 필터의 탭 수를 나타낸다.

식 (5)를 이용해 적응 필터와 케환채널과의 오차를 구하고, 이를 식 (6)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 II 절에서 살펴본 바와 같이 T-DMB 시스템에서는 사용 가능한 파일럿이 PRS뿐이므로, 적응 필터의 탭 계수 갱신이 한 프레임에 해당하는 매 76 OFDM 심볼마다 한 번만 이루어진다. 이러한 탭 계수 갱신 방법은 시간에 따라 변하는 케환채널의 경우에는 채널의 변화를 따라가지 못하여 정확한 채널 추정이 어렵게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 시간영역 파일럿 분할 기법을 제안하고 이를 통해 채널 추정속도를 향상시킬 수 있는 방법을 제시한다.

## IV. 시간영역 파일럿 분할기법

T-DMB 중계기에서 케환신호 제거기의 성능 향상을 위해서는 적응 필터의 수렴 속도를 향상시켜 케환채널을 빠르고 정확하게 추정할 수 있는 방법이 요구된다. 이를 위해 본 논문에서 제안하는 방법은 T-DMB 시스템이 OFDM 전송기법을 사용하면서 블록타입의 파일럿 구조를 가진다는 점에서 출발한다. 블록타입 파일럿의 경우 한 OFDM 심볼의 모든 부반송파(subcarrier)에 파일럿이 삽입되므로 IFFT를 통해 이에 해당하는 시간영역 파일럿 신호를 미리 얻을 수 있다. 이렇게 얻어진 시간영역 파일럿 신호를 서브그룹으로 분할함으로써 하나의 PRS에서 한 번의 탭 계수 갱신만 이루어지던 것을

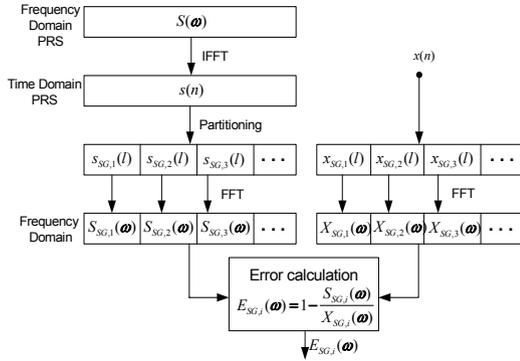


그림 4. 시간영역 파일럿 분할 기법의 개념도.

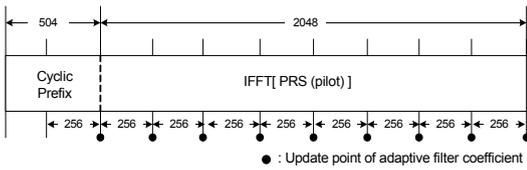


그림 5. 주기적 전치 부호를 포함한 PRS의 분할 예 (서브그룹 크기 :256 포인트).

분할된 서브그룹 수만큼 갱신 횟수를 늘릴 수 있다. 이는 파일럿이 삽입되어 있는 PRS 구간에서 한 OFDM 심볼에 해당하는 신호를 모두 수신하지 않아도 미리 분할된 시간영역 파일럿의 서브그룹에 해당하는 신호만 수신하면 각각을 FFT하여 III 절에서 제시된 방법과 같은 방식으로 탭 계수 갱신이 가능함을 의미한다.

시간영역 파일럿 분할을 통한 적응 필터의 수렴 속도 향상 방법은 그림 4에 도시되어 있다.  $S_{SG,i}(\omega)$ 와  $X_{SG,i}(\omega)$ 는 각 서브 그룹에 해당하는 주파수 스펙트럼과 그에 대응하는 재전송 신호의 주파수 스펙트럼을 의미하며, 여기서  $i$ 는 분할된 서브 그룹의 인덱스를 나타낸다. 그림 4에서 보듯이 중계기에서는 알고 있는 신호인 PRS를 역 푸리에 변환하여 시간영역 신호를 얻은 뒤 이를 몇 개의 서브 그룹으로 나누고, 각각을 푸리에 변환함으로써 각 서브 그룹의 주파수 스펙트럼  $S_{SG,i}(\omega)$ 를 얻는다. PRS 구간에서 각 서브 그룹의 신호  $X_{SG,i}(\omega)$ 가 수신되면 이에 해당하는 분할된 파일럿  $S_{SG,i}(\omega)$ 와의 연산을 통해 케환채널에 대한 추정 오차를 구하고 다시 적응 필터의 탭 계수를 갱신하는 과정을 반복한다.

파일럿 분할 시 주목할 점은 보호구간 (guard interval)에 삽입되는 주기적 전치 부호 (cyclic prefix)의 일부분을 시간영역의 파일럿 신호로서

표 1. T-DMB 시스템 파라미터.

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

표 2. 케환채널 및 케환신호 제거기 파라미터.

Parameters	Specifications
Feedback gain	0.5 and 1.0
Feedback delay time	0.5 $\mu$ s
Additive noise ( $C/(N_m(\omega) + N_r(\omega))$ )	40 dB
Adaptive filter length	10 $\mu$ s (21 taps)
Coefficient update step size	0.2

사용할 수 있다는 점이다. 그림 5는 주기적 전치 부호를 포함한 PRS 분할 예를 나타낸 것으로, 각 서브 그룹은 256 포인트의 시간영역 파일럿을 포함한다. 적응 필터 계수의 갱신은 각 서브 그룹당 1번씩 수행될 수 있으므로, 그림 5에 제시된 것처럼 PRS를 분리할 경우 총 9번의 갱신이 가능해진다. 이렇게 파일럿 분할기법을 이용하여 적응 필터 계수를 갱신하면 매 프레임마다 PRS를 이용해 필터 계수를 갱신하던 방법보다 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있다. 다만, 서브그룹의 크기를 지나치게 작게 할 경우 필터의 탭 계수 갱신 횟수는 증가하나 채널 추정 에러의 스펙트럼 해상도가 낮아질 수 있으므로 채널 상황에 따라 서브그룹의 크기를 적절히 조절해야 한다.

### V. 시뮬레이션 결과 및 분석

T-DMB 중계기에서 제안하는 시간영역 파일럿 분할 기법을 이용한 케환신호 제거기의 성능 평가를 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 T-DMB 시스템 파라미터는 표 1<sup>[7]</sup>과 같고, 케환채널 및 케환신호 제거기 관련 파라미터는 표 2에 나타내었다. 여기에서 feedback delay time은 케환신호 중 크기가 가장 큰 경로의 지연 시간을 의미한다. 일반적으로 T-DMB 중계기가 설치되는 높은 산

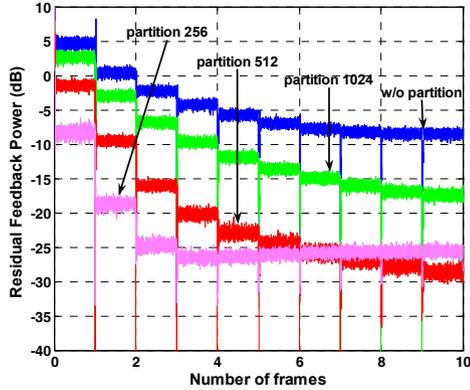


그림 6. 기존 방법과 시간영역 파일럿 분할 기법의 성능 비교 (feedback gain: 1).

정상에서 중계기의 송신 안테나로부터 송출된 신호가 수신 안테나로 바로 케환되는 경로가 이에 해당하고, 대부분 0.5  $\mu$ s 이내에 존재한다. 주 송신기와 중계기 사이의 채널 역시 중계기가 설치되는 위치적인 특성상 line-of-sight(LOS)가 보장되는 매우 양호한 채널이므로 모의실험에서는 이상적인 채널로 간주하였다. 제안된 방법의 성능을 검증하기 위해 동기는 완벽하다고 가정하였으며, 케환신호 제거기의 성능 척도인 residual feedback power (RFP)는 다음과 같이 정의된다.

$$RFP = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{|x(n) - s(n)|^2}{E[|s(n)|^2]} \right) \quad (7)$$

여기서  $s(n)$ 과  $x(n)$ 은 각각 주 송신기의 전송신호와 중계기 출력 신호를 의미한다.

그림 6은 한 프레임에 해당하는 76 OFDM 심볼마다 한 번씩 삽입된 PRS를 이용하여 적응 필터를 한 번 갱신하는 방법과 제안된 시간영역 파일럿 분할 방법의 성능 비교를 위해 총 10 프레임에 대하여 모의실험을 수행한 결과를 도시한 것이다. 적용된 케환이득 (feedback gain)은 1이다. 그림에서 보듯이 제안된 방법이 기존의 방법보다 수렴속도 측면에서 매우 우수함을 알 수 있고, 특히 분할된 서브그룹의 크기가 512인 경우에 수렴속도가 가장 빠른 것으로 나타났다. 이는 두 방법 모두 프레임의 첫 번째 OFDM 심볼인 PRS에서만 적응 필터의 탭 계수 갱신을 수행하지만, 제안된 방법에서는 PRS 구간 동안 적응 필터의 탭 계수 갱신 횟수를 서브그룹의 수만큼 증가시킬 수 있으므로 적응 필터의

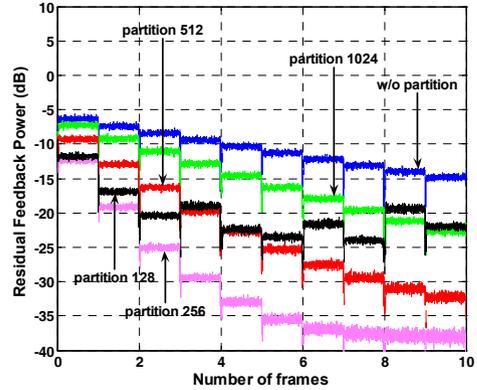


그림 7. 기존 방법과 시간영역 파일럿 분할 기법의 성능 비교 (feedback gain: 0.5).

수렴 속도가 향상된다. 그러나 서브 그룹의 크기를 256으로 한 경우를 보면 적응 필터가 케환채널을 정확히 추정하지 못하는 것을 볼 수 있다. 이는 시간영역 파일럿 분할을 많이 할수록 갱신 횟수는 증가하나, 케환채널을 추정하기 위한 주파수 정보의 해상도가 떨어져 추정된 채널의 정확도가 낮아지기 때문이다.

그림 7은 케환이득을 0.5로 줄였을 때의 모의실험 결과를 보여주고 있다. 그림 6에서의 케환이득이 1인 경우와 마찬가지로 제안된 방법을 적용했을 때 케환채널에 대한 추정 속도가 향상됨을 알 수 있다. 그러나 적용된 채널환경이 그림 6에 비해 완화됨에 따라 가장 빠른 수렴속도를 나타내는 서브그룹 크기는 256으로 나타났고, 이 경우는 10 프레임 이내에 이상적인 수렴 성능인 백색 잡음의 수준에 도달하고 있음을 알 수 있다. 또한 서브그룹의 크기가 128인 경우에는 그림 6의 256인 경우와 같이 케환채널을 제대로 추정하지 못하는 것을 볼 수 있다.

그림 6과 그림 7의 결과에서 나타나듯이 채널 환경에 따라 가장 우수한 수렴 속도를 획득할 수 있는 서브그룹의 크기는 달라지므로 제안된 방법의 효과를 극대화하기 위해서는 채널환경에 따라 적절한 서브그룹의 크기를 선택해야 한다. 실제로 T-DMB 중계기에서의 채널 환경은 각각의 중계기 설치 위치에서 간단한 실험으로 대략적으로 파악할 수 있으며, 이를 통해 적절한 서브그룹 크기를 결정할 수 있다. 이렇게 결정된 서브그룹 크기를 채택하고 제안된 방법을 중계기에 도입하면 개선된 채널 추정속도를 통해 채널 변화에 좀 더 강건한 성능을 확보할 수 있으므로, 케환신호로 인해 제한되었던 중계기의 재전

송신호 전력을 증가시킬 수 있어 T-DMB 중계기의 성능 향상을 꾀할 수 있을 것이다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 T-DMB 중계기에서 케환신호 제거기의 성능을 개선하기 위해 시간영역 파일럿 분할 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 PRS 구간에서 적응 필터의 탭 계수 갱신 횟수를 증가시킴으로써, 케환신호 제거기의 채널 추정속도를 향상시킬 수 있다. T-DMB 중계기에서 케환신호 제거 성능 향상은 재전송 신호의 송출 전력의 증가를 의미하며, 이것은 중계기의 전파 도달 영역 확장에 기여할 수 있음을 의미한다. 따라서 제안된 방법을 T-DMB 중계기에 적용할 경우 서비스 확대뿐만 아니라 안정적인 서비스 환경 구축에 크게 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

## 참 고 문 헌

- [1] "Part 27.60 TV/DTV interference protection criteria," FCC regulations, 2006, p. 309.
- [2] 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.
- [3] R. W. Zborowski, "Application of On-Channel Boosters to Fill Gaps in DTV Broadcast Coverage," in *NAB Broadcast Engineering Conference Proceedings*, Las Vegas, Nevada, USA, April 2000.
- [4] A. Wiewidzka and P.N. Moss, "Digital on-channel repeater for DAB," *BBC R&D White Paper WHP 120*, Sept. 2005.
- [5] 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 *Proceedings of the IEEE GLOBECOM 2000 Conference*, San Francisco, CA, USA, Dec. 2000, vol. 1, pp. 167-171.
- [6] 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.

- [7] ETSI, "ETSI EN 300 401, Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers," *European Telecommunications Standards Institute*, May 2001.
- [8] G. S. Lee, S. M. Cho, K.-T. Yang, Y. K. Hahm, and S. I. Lee, "Development of terrestrial DMB transmission system based on Eureka-147 DAB system," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 63-68, Feb. 2005.

이 지 봉 (Ji-Bong Lee)

준회원



2006년 2월 부산대학교 전자전  
기통신공학부 공학사  
2008년 2월 부산대학교 전자공  
학과 공학석사  
2008년 3월~현재 한국전자통신연  
구원, 방송시스템연구부, 연구원  
<관심분야> 적응신호처리, 디지  
털 TV, 디지털 통신, RFID, OFDM

김 완 진 (Wan-Jin Kim)

준회원



2005년 2월 부산대학교 전자전  
기통신공학부 공학사  
2007년 2월 부산대학교 전자공  
학과 공학석사  
2007년 3월~현재 부산대학교 전  
자공학과 박사과정  
<관심분야> 적응신호처리, 디지  
털 통신, RFID, OFDM

박 성 익 (Sung Ik Park)

정회원



2000년 2월 한양대학교 전기전  
자공학부 공학사  
2002년 2월 포항공과대학교 전  
자전기공학과 공학석사  
2002년 2월~현재 한국전자통신  
연구원, 방송시스템연구부, 연  
구원  
<관심분야> 채널코딩, DSP, DTV 전송시스템

이 용 태 (Yong Tae Lee)

정회원



1993년 2월 한국항공대학교 항  
공전자공학과 공학사

1995년 8월 한국항공대학원 항  
공전자공학과 공학석사

2007년 2월 연세대학교 전기전  
자공학과 공학박사

1995년 8월~현재 한국전자통신

연구원, 방송시스템연구부, 선임연구원

<관심분야> 디지털방송시스템, DSP, RF 신호처리

김 형 남 (Hyoung-Nam Kim)

중신회원



1993년 2월 포항공과대학교 전  
자전기공학과 공학사

1995년 2월 포항공과대학교 전  
자전기공학과 공학석사

2000년 2월 포항공과대학교 전  
자전기공학과 공학박사

2000년 4월 포항공과대학교 전

자컴퓨터공학부 박사후 연구원

2003년 3월 한국전자통신연구원 무선방송연구소 선임  
연구원

2007년 2월 부산대학교 전자공학과 조교수

2007년 3월~현재 부산대학교 전자공학과 부교수

<관심분야> 적응신호처리, 디지털 TV, 디지털 통신,  
RFID, OFDM 시스템, 멀티미디어 시스템