

# T-DMB 동일 채널 중계기의 RF 불균형 보상 및 성능 개선

## Compensation of RF Impairment and Performance Improvement of Digital on Channel Repeater in the T-DMB

김기영 · 유상범\* · 유흥균\*

Gi-Young Kim · Sang-Burm Ryu\* · Heung-Gyoon Ryu\*

### 요약

방송 대역의 한정된 주파수 자원을 보다 효율적으로 사용하고, 지상파 방송의 난시청 지역 해소와 방송 품질 향상을 위해 중계기의 중요성은 계속적으로 증가하고 있다. 그러나 OFDM 시스템의 T-DMB 동일 채널 중계기는 전송된 신호의 일부가 케환되어 다시 수신 안테나에 입력되는 케환 간섭 신호가 발생하고, 위상 잡음(phase noise)으로 인한 ICI(Inter Carrier Interference)가 증가하여 등화기에 심각한 영향을 미친다. 그러므로 본 논문에서는 상관도를 적용한 LMS(Least Mean Square)를 이용하여 케환 간섭 신호를 제거한다. 또한, 전력 증폭기(high power amplifier)의 백-오프 특성과 위상 잡음에 의해 발생하는 ICI를 제거할 수 있는 효과적인 등화 알고리즘을 제시한다. 시뮬레이션 결과를 통하여 back-off=9 dB 상태에서 위상 잡음 -20 dBc의 경우 위상 잡음을 보상하여 SNR=14 dB 이하에서 BER=10<sup>-4</sup>의 성능을 만족할 수 있다.

### Abstract

In order to use more efficiently limited frequency resources at the broadcasting band and to eliminate blanket area of the terrestrial broadcasting and to improve broadcasting quality. The importance of repeaters has increasing continuously. However, in case of T-DMB digital on channel repeater in OFDM systems, some of the signal radiated feed-back again at the receiver antenna. So it generates feedback signal interference in repeater system. Also phase noise increases ICI(Inter Carrier Interference). It affects seriously the frequency domain equalizer. In this paper, we remove the feedback signal interference by LMS with correlation. Also we propose an effective equalizer algorithm that can remove ICI caused by phase noise and the power amplifier's back-off. In this simulation results, this system is satisfied the performance of BER=10<sup>-4</sup> at less than SNR=14 dB after compensation of phase noise.

Key words : T-DMB Repeater, Feedback, LMS(Least Mean Square), Effective Equalizer, Phase Noise, ICI(Inter Carrier Interference)

### I. 서론

최근 국내·외의 많은 연구 기관들이 지상파 방송 분야에서 한정된 주파수 자원을 보다 효율적으로 사용하고, 아날로그 방송의 디지털 전환과 난시청

지역에서의 방송 서비스 권역을 확대하기 위해 동일 채널 중계기에 대한 연구를 활발히 진행하고 있다.

현재까지 개발된 동일 채널 중계기의 문제점은 케환 신호(echo)와 모국 수신 신호와의 간섭 현상으로 중계기의 송신 출력 증강에 한계가 있었으나,

방송통신위원회 대전전파관리소 전파업무과(Radio-Wave Monitoring Part, Daejeon Radio Management Office, Korea Communications Commission)

\*충북대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20101210-172

· 교신저자 : 유흥균(e-mail : ecomm@cnu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 3월 10일

LMS 알고리즘을 사용하여 케환 신호(echo)를 제거함으로써 이런 문제점을 해결하고 있다<sup>[1],[2]</sup>. 그러나 동일 채널 중계기를 통과한 RF 신호는 신호대 잡음비가 매우 나빠져 개선되지 않고 있다. 그 원인을 살펴보면 기본적으로 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템과 같은 다중 캐리어를 사용하는 변조 방식은 HPA(High Power Amplifier)를 통과한 RF 신호의 비선형 왜곡과 위상 잡음 및 주파수 오프셋에 의하여 심볼간 간섭이 발생하기 때문이다. 본 논문에서는 동일 채널 중계기 시스템에서 이러한 상황을 분석하고 LMS 알고리즘을 사용하여 적극적으로 케환 신호를 제거하고, 위상 잡음과 비선형 에러를 보상하여 신호대 잡음비를 획기적으로 개선시키고자 한다<sup>[3]-[7]</sup>.

본 논문의 구성은 제2장에서 적응형 케환 신호 제거용 중계기에 대해서 전반적인 구조와 간섭 신호에 의한 중계기 시스템의 불안정성을 언급하며, 3장에서는 OFDM 시스템의 RF 불균형이 LMS 알고리즘에 미치는 영향과 문제점을 살펴본다. 4장에서는 LMS를 적용하여 간섭 신호를 제거한 후 위상 잡음과 비선형 에러를 보상함으로써 높은 신호대 잡음비를 확보하여 시스템 성능이 크게 개선됨을 제안한다. 5장에서는 제안하는 기법에 대한 시뮬레이션 결과를 분석한 후 6장에서는 결론을 맺는다.

## II. 동일 채널 중계기의 동작과 구조

### 2.1 적응형 케환 신호 제거용 중계기의 동작 및 구조

본 논문에서는 기존 IF 중계 방식에 제안한 케환 신호 제거 기술과 적응형 ICI 제거 기법을 추가해서 RF의 출력 신호가 입력 신호로 케환되는 신호를 제거함으로써 발전 현상을 막고 원하는 신호를 보낼 수 있다. 그림 1의 T-DMB DOCR 시스템에서는 수신부에서 모국 수신 신호  $s(n)$ 와 케환되는 신호  $f(n)$ 이 들어오게 된다. DOCR은 RF 신호를 수신하여 down converter를 통하여 IF 신호를 만든다. 그리고 IF 신호는 디지털 프로세싱을 하기 위하여 기저 대역으로 변환된다. 즉, ADC를 이용하여 고속으로 디지털 신호  $d(n)$ 로 변환된다.

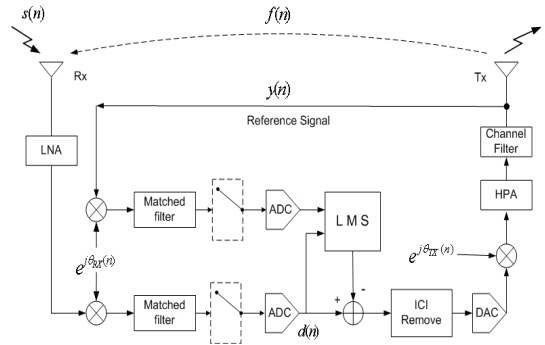


그림 1. LMS 알고리즘을 적용한 T-DMB 동일 채널 중계기 구조  
Fig. 1. Structure of T-DMB DOCR using a LMS algorithm.

이 변환된 디지털 신호는 LMS 알고리즘에 인가된다. 동시에 LMS 알고리즘으로 커플링된 출력 신호를 기준 신호  $y(n)$ 로 인가하여 오차를 최소화하기 위한 LMS 알고리즘 연산을 반복한다. 다음에 인가되는 신호는 원신호와 이전 입력에 의한 케환 간섭 신호로 구성된다.

LMS 알고리즘에 의해 이전 입력에 의한 케환 간섭 신호와 동일한 신호가 생성되고, 이 신호는 인가된 입력 신호와 차동 신호로써 상쇄되고, 두 번째 인가된 신호의 원신호만 출력된다. 또한, LMS 이후에도 남아있는 ICI를 제거한다. 그리고 출력된 디지털 신호는 송신하기 위해 DAC를 거쳐 IF 신호로 변환되고, Up converter를 통해 주파수 상향 변환되어 송출된다.

### 2.2 제안된 적응형 LMS 알고리즘

T-DMB 동일 채널 중계기에서 사용하는 IF형 케환 신호 제거기는 중계기의 출력 신호와 수신된 케환 신호의 상호 상관 관계를 이용하여 케환 채널  $H_f$ 의 정보를 추정하고, 추정된 케환 채널의 정보를 가지고, LMS 알고리즘을 이용하여 적응 필터의 탭 계수를 갱신한다. 그러나 본 논문에서는 그림 1과 같이 LMS 이후에 등화기를 사용함으로써 LMS에서는 단지 케환 신호의 크기와 지연 만을 제거한다. T-DMB 동일 채널 중계기의 수신 안테나를 통해 수신되는 주(모국) 전송 신호를  $s(n)$ , 중계기 케환되는 신호를  $f(n)$ 이라 하면, 중계기의 수신 안테나 입력 신호

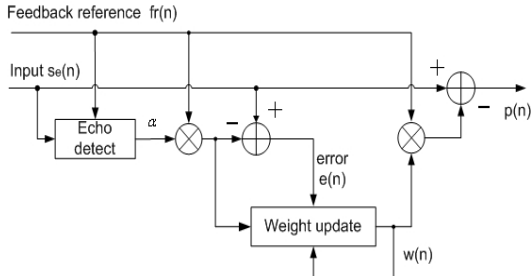


그림 2. 제안된 적응형 FIR 필터를 이용한 LMS 알고리즘 블록도

Fig. 2. Block diagram of LMS algorithm using the proposed adaptive FIR filter.

$s_e(n)$ 은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$s_e(n) = s(n) + f(n) = s(n) + \alpha \cdot fr(n) \quad (1)$$

여기서  $\alpha$ 는 궤환 신호와 궤환 채널의 평균 크기이고,  $fr(n)$ 은 지연된 궤환 기준 신호라 가정한다. 그러므로 본 논문에서의 궤환 신호 제거는 궤환 신호의 크기와 지연 만큼 LMS를 통하여 제거한다. 궤환 신호 추정치  $f_e(n)$ 은  $\alpha \cdot fr(n)$ 으로 나타낼 수 있다. 그러므로  $\alpha = E\left[\frac{s_e(n)}{f_r(n)}\right]$ 으로 추정한다. 그러므로 추정 어려움은 다음과 같다.

$$e(n) = s_e(n) - \alpha \cdot fr(n) \quad (2)$$

여러 값을 사용하여 다음의 궤환식으로 LMS를 수행한다.

$$w(n) = w(n-1) + 2 \cdot \mu \cdot e(n-1) \cdot \alpha \cdot fr(n-1) \quad (3)$$

갱신된 필터계수 추정 값  $w(n)$ 은 궤환 기준 신호에 곱하며, 수신 신호와 감산함으로써 궤환 신호를 제거한다. 복원된 신호  $p(n)$ 은 식 (4)와 같이 표현된다.

$$p(n) = s_e(n) - w(n) \cdot fr(n) \quad (4)$$

적응형 필터의 목표는 궤환 신호와 추정된 궤환 신호 사이에 MSE(Mean Squared Error)를 최소화시켜야만 한다. 이상적으로 그 에러는 몇 번의 반복 연산 후에 0값으로 간다.

그리고 MSE에 대한 수식은 식 (5)와 같다.

$$MSE = E[e(n)^2] \quad (5)$$

### III. RF 불균형의 영향

OFDM 시스템에서 PAPR 및 ICI 문제는 매우 중요한 이슈이며, 국내·외적으로 많은 연구들이 활발히 이루어지고 있다. 위상 잡음으로 인한 ICI 성분을 제거하기 위한 대부분의 연구들은 파일럿 심볼을 이용하여 추정하고 보상하는 방식을 제안하고 있다. OFDM 동일 채널 중계기의 경우, 시스템 내부에서 RF 불균형에 의해 신호대 잡음비가 열화되는 단점이 있다. 그 원인을 보면 위상 잡음과 HPA의 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio)이 있다<sup>[4],[7]</sup>. 먼저 위상 잡음 및 높은 PAPR에 의한 비선형 왜곡(nonlinear distortion)이 OFDM 동일 채널 중계기의 LMS 알고리즘에 미치는 영향에 대해 살펴보자.

#### 3-1 동일 채널 중계기에서 위상 잡음의 영향

OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음은 송수신기에서 up-down conversion을 위해 사용되는 국부 발진기로 인해 발생하고 이는 시스템 전체에 영향을 끼치게 된다. 이상적인 OFDM 신호가 잡음성 국부 발진기와 곱해진 후에는 모든 OFDM 부반송파에서 왜곡 현상이 나타난다. 국부 발진기의 영향을 받은 하나의 OFDM 신호는 자신의 신호에 영향을 주는 성분과 인접 부반송파 신호에 영향을 주는 성분을 가지게 된다<sup>[5],[6],[8]-[10]</sup>. 전자의 경우는 일반적으로 공통 위상 에러(Common Phase Error: CPE)로 신호 Constellation을 회전시키는 작용을 하며, 후자의 경우는 일반적으로 인접 부반송파간 간섭(Inter Carrier Interference: ICI) 성분으로 OFDM 신호의 직교성을 저해하게 된다<sup>[11],[12]</sup>.

이론적인 분석을 위해 가정을 한다. 첫째, 채널의 환경은 Gaussian이다. 둘째, 채널의 주파수 응답은 일정한 flat한 특성을 가진다. 복소 기저 대역 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j \frac{2\pi}{T} kt} \quad \text{for } 0 \leq t < T \quad (6)$$

여기서  $j = \sqrt{-1}$ ,  $N$ 은 부반송파 수이고,  $K_k$ 는  $k$ 번째 부반송파의 정보 심볼이다. 각 부반송파 간격은

1/T이고, T는 OFDM 심볼 주기이다. s(t)는 송신부 국부 발진기에 의해 up conversion되고, 수신부 국부 발진기에 의해 down conversion을 하게 된다. 이것은 식 (7)처럼 이산 신호로 표현할 수 있다.

$$r(n) = s(n) \cdot e^{j(\Phi_{RX} + \Phi_{TX})(n)} + n(n) \cdot e^{j(\Phi_{RX} + \Phi_{TX})(n)} \quad (7)$$

n(n)는 복소 Gaussian 잡음이고,  $\Phi_{TX(n)}$ 과  $\Phi_{RX(n)}$ 은 각각 송수신부 국부 발진기에서 발생하는 시변 위상 잡음 프로세스이다. 수신부에서 FFT 연산을 거친 후의 k번째 부반송파 정보 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\Phi[n]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} + N_k \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot P_{l-k} + N_k \end{aligned} \quad (8)$$

$N_k$ 는 수신부 국부 발진기의 위상 잡음이 추가된 n(n)의 샘플된 FFT 형태이고, 분산  $\sigma_n^2$ 를 가진다. 그리고 랜덤 위상 잡음 프로세스  $\Phi[n]$ 은  $\Phi_{RX}(n) + \Phi_{TX}(n)$ 이다. 여기서  $P_k$ 는 다음과 같다.

$$P_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\Phi[n]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (9)$$

식 (8)은 2가지 경우, k번째 신호와 그 외 다른 신호의 경우로 분리할 수 있다<sup>[11]</sup>. 첫 번째 경우는 다음과 같다.

a)  $l=k$ ;

$$\begin{aligned} Y_k &= X_k \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\Phi[n]} + N_k \\ &= X_k \cdot P_0 + N_k \end{aligned} \quad (10)$$

두 번째 경우는 다음과 같다.

b)  $l \neq k$ ;

$e^{j\Phi[n]}$ 를  $1 + j\Phi[n] - \frac{1}{2}\Phi^2[n]$ 으로 놓고 식 (6)을 다시 정리하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot P_{l-k} \\ &\approx \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[ 1 - \frac{1}{2}\Phi^2[n] + j\Phi[n] \right] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot \left[ \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \Phi^2[n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} \right] \\ &\quad + j \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Phi[n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

각 전력을 구하기 위해 k번째 결정 변수를 다음과 같이 표현한다.

$$Y_k = X_k \cdot P_0 + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X_l \cdot P_{l-k} + N_k \quad (12)$$

### 3-2 HPA(High Power Amplifier)의 영향

OFDM 송신기나 중계기 출력단의 HPA를 거친 출력 신호는 다음과 같다.

$$\tilde{x}(t) = A[s(t)] \cdot e^{j(\Phi[s(t)] + \theta(t))} \quad (13)$$

식 (14)와 (15)에서  $A[s(t)]$ 와  $\Phi[r(t)]$ 는 각각 비선형 HPA의 AM/AM과 AM/PM 변환 특성을 나타낸다. 본 논문에서는 SSPA 모델을 사용하였으며, AM/AM, AM/PM 변환 특성은 다음과 같다.

$$A[s(t)] = \frac{s(t)}{\left[ 1 + \left( \frac{s(t)}{A_0} \right)^{2p} \right]^{1/2p}} \quad (14)$$

$$\Phi[s(t)] = 0 \quad (15)$$

여기서  $A_0$ 는 포화점에서의 출력 전압이고, p 값은 선형 영역에서 포화 영역으로 넘어갈 때의 평탄도를 조절하는데, 이 값이 클수록 선형으로 근사화된다.

HPA의 영향을 고려하기 위해 본 논문에서는 위상 왜곡이 없는 비선형 증폭기 모델인 SSPA를 사용한다. 송신 시 충분히 back-off를 하지 못하게 되면 송신신호는 clipped 된다고 가정하고, clipped 신호는 다음과 같이 가정한다<sup>[4],[7]</sup>.

$$\tilde{x}[t] = g(x[t]) \cong \begin{cases} x[t], & |x[t]| \leq A_{\max} \\ A_{\max}, & |x[t]| \geq A_{\max} \end{cases} \quad (16)$$

$g(\cdot)$ 은 신호가 clipped될 때의 함수이고,  $A_{\max}$ 은 clipped되는 레벨이다. 이 경우, 송신 신호는 다음과 같이 될 수 있다.

$$\tilde{x}[t] = z x(t) + i(t) \quad (17)$$

여기서  $z = 1 - e^{-\gamma^2} + \frac{\sqrt{\pi}\gamma}{2} \operatorname{erfc}(\gamma)$ 이며,  $\gamma$ 는 back-off 레벨에 따라 결정되는 포화 레벨과 입력 신호의 비로 결정되는 클리핑 율로서 가정한다.  $z$ 는 감쇄 상수이며,  $i(t)$ 는 clip noise 항이다. 수신 단에서 FFT 후의 신호는 다음과 같다.

$$Y = zX + I \quad (18)$$

중계기의 수신 입력에서 RF 불균형과 다중 경로 채널이 고려된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(n) = (z \cdot x(n) \cdot e^{j\phi(n)} + i(n)) \otimes h(n) + v(n) \quad (19)$$

고출력 증폭기의 특성은 입력 신호가 커짐에 따라 일정 크기 이상에서 출력 특성은 급격히 저하되는 현상을 보인다. SSPA의 경우, 입력 신호의 특정 크기 이상에서 완만히 감소하여 더 이상 증가하지 않는 특징이 있다. 클립노이즈에 의해 고출력 증폭기(HPA)의 비선형 특성은 수신 신호의 constellation에서 신호의 회전, 감쇄, 옵션, 뒤틀림 등의 왜곡을 일으키고, 주파수 영역에서 대역 밖으로 스펙트럼을 방사시킨다.

### 3-3 RF 불균형이 LMS에 미치는 영향

T-DMB 중계기에서 수신 신호의 RF 불균형 영향을 무시하고 중계기에서의 영향만을 고려할 때, LMS의 추정 에러는 RF 불균형의 크기만큼 발생하며, 궤환 신호 제거기에서는 이러한 영향이 제거되지 않는다. 그러므로 LMS의 궤환 신호 에러 값은 증가하며, 이것은 다음 식과 같이 MSE를 증가시킨다. LMS에 의하여 궤환 신호의 크기와 지연이 보상되어 영향이 적다고 가정하면 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(n) = s(n) - z \cdot s(n) \cdot e^{j\phi(n)} + i(n) \approx (1 - z \cdot e^{j\phi(n)}) + i(n) \quad (20)$$

## IV. 다중 경로 채널에서 적응형 ICI 제거 기법

RF 불균형을 고려한 동일 채널 중계기는 그림 3과 같다. 그림과 같이 위상 잡음과 비선형 증폭기의 왜곡을 고려한다. 채널은 다중 경로 채널과 AWGN의 영향을 받는다. 또한, 모국보다는 중계에서의 영향만을 고려하였다.

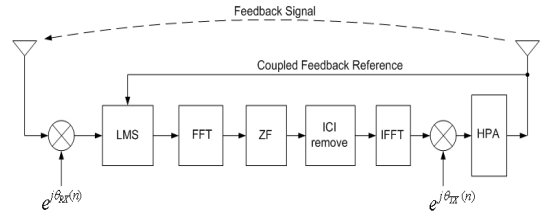


그림 3. RF 불균형을 고려한 동일 채널 중계기의 ICI 제거 기법

Fig. 3. ICI cancellation method of DOCR considering RF impairment.

LMS에 의하여 궤환 신호가 제거된 신호를  $p(n)$ 이라 하면 순환 지연을 제거하고, FFT 처리를 통해 복원된  $k$ 번째 부반송파에서 복조된 신호는 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{ [zx(n) \cdot e^{j\phi(n)} + d(n)] \otimes h(n) + v(n) \} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= z \cdot \alpha H_k X_k \cdot Q_0 + \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} z \cdot \alpha H_k X_k \cdot Q_{i-k} + I_k + N_k \end{aligned} \quad (21)$$

식 (3)에 따라 위상 잡음의 영향을 위주로 전개하면 RF 불균형을 가지는 간략화된 식 (21)과 같다. 여기서  $I_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{I-1} I_i \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}n(i)} \cdot H_i$ 이며,  $N_k$ 는 AWGN이 영향을 미치는 잡음 항이다.

그림 4는 적응형 ICI 기법의 블록 다이어그램이다. 궤환 신호가 제거된 신호가 다중 경로 채널을 포함할 경우, 채널 응답이 RF 불균형의 영향을 받게 되면 성능이 열화될 수 있다. 그러므로 채널 추정하기 전에 이러한 성분들을 분리함으로써 수신 성능을 개선시킬 수 있다. RF 불균형 성분을 채널 임펄스 응답으로부터 적응적으로 제거하기 위하여 그림 4의 방법을 사용하였다. PRS를 대상으로 주파수 영역에서의 채널 추정을 이용하여 데이터의 채널 보상을 하게 된다.

제안한 방법의 기본 동작은 다음과 같다.

- 1) 수신된 PRS으로부터 채널 성분 추출 및 채널 성분에 포함된 위상 잡음 및 비선형 증폭기 왜

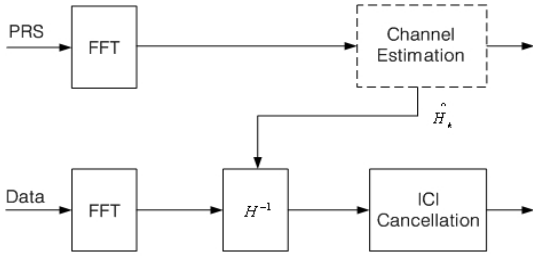


그림 4. 적응형 ICI 제거 기법을 사용한 RF 불균형의 보상  
Fig. 4. Compensation of RF impairments using adaptive ICI cancellation.

곡의 영향을 줄이기 위한 채널 추정 동작을 수행한다.

- 2) ZF(Zero Forcing) 등화 과정을 사용하여 위상 잡음 및 기타 간섭 성분의 영향이 억압된 상태에서 채널의 영향을 제거한다.
- 3) ICI 제거 기법 동작을 수행한다.

#### 4-1 채널 추정 과정의 ICI 억압

순환 지연이 제거된 수신 신호의 FFT 후단에서의 보상 신호 처리 과정은 다음과 같다.

$$H_k = Y_{PRS} / X_{PRS} \quad (22)$$

위 식에서와 같이 간단한 LS(Least Square) 기반에 의해 채널 추정 동작을 한다. 채널 추정 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{H}_k &= z \cdot H_k \cdot Q_0 + \frac{ICI + D_k + N_k}{X_k} \\ &= z H_k \cdot Q_0 + W_k \end{aligned} \quad (23)$$

식 (23)에서 채널 응답의  $W_k$ 는 ICI와 비선형 복소 왜곡 성분과 AWGN 잡음 항이다.  $\tilde{H}_k$ 에 미치는 랜덤한 위상 잡음의 영향을 줄이기 위하여 식 (24)의 알고리즘을 사용한다. 여기서  $\mu$ 는 채널 추정을 위한 스텝 사이즈이다.

그러므로 식 (23)의 값이 작을수록 채널의 변화는 작다고 할 수 있으며, 커질수록 스텝 사이즈가 증가하고 채널 응답의 평균 전력에 반비례하며,  $\mu$ 는  $0 < \mu < 1$ 인 값을 가져야만 한다. 채널의 변화는 어느 정도 선형적이라고 가정한다. 식 (24)에서  $\hat{H}_k$ 는

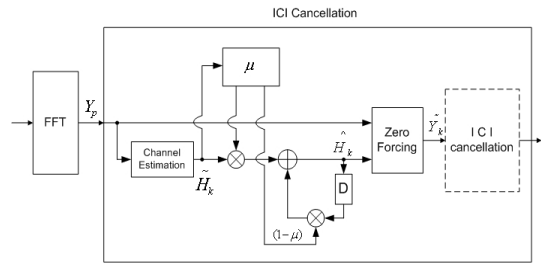


그림 5. 다중 경로 채널에서 채널 추정 과정의 ICI 억압  
Fig. 5. ICI suppression of channel estimation process in multipath channel.

$\tilde{H}_k$ 와  $\hat{H}_{k-1}$ 는  $\mu$ 에 의하여 조절되는 필터링 되는 결과이다.

$$\hat{H}_k = \mu \tilde{H}_k + (1 - \mu) \hat{H}_{k-1} \quad (24)$$

$$|\tilde{H}_k - \hat{H}_{k-1}| > \mu, \quad \tilde{H}_k = \hat{H}_{k-1} \quad (25)$$

여기서 식 (25)는 원치 않는 RF 불균형으로 발생하는 채널 추정 데이터의 잡음을 감소시키기 위하여 잡음이 큰 데이터인 경우 현재의 추정 신호를 케환된 추정 신호로 대체하여, 잡음을 감소시킬 수 있다.  $\tilde{H}_k$ 는 채널 추정 신호이며, RF 불요 성분이 포함되어 있는 CPE와 ICI 성분은 위와 같은 등화함으로써 분리되어질 수 있다. 등화 과정 중에 CPE 성분과 위상 회전이 작고 랜덤하지 않은 성분들은 제거되고, 채널 응답에서는 가우시안 분포를 가지는 ICI 성분은 일정 필터 동작에 의해 억제된다.

## V. 시뮬레이션 및 결과 분석

시뮬레이션을 위한 조건은 표 1과 같다.

본 논문에서는 제안된 적응형 채널 추정 알고리즘에 채널 프로파일 모델로 ITU-R Pedestrian A를 적용하고, 케환 신호가 모국 수신 신호보다 +20 dB 크고, 위상 잡음 -14 dBc, 차단 주파수 10 kHz 경우에 시뮬레이션을 실시하였으며, 그 결과는 다음과 같다. 먼저 앞 절에서 언급한 적응적 LMS 알고리즘을 사용하여 T-DMB 중계기 자체에서 케환된 에코 신호가 모국의 수신 신호보다 +20 dB까지 크더라도 에코 신호를 완벽히 제거하였다. 그러나, 에코 채널 제거

표 1. 시뮬레이션 환경

Table 1. Simulation parameters.

OFDM relay system	
Sub carrier	1,536
Sub carrier interval	1 kHz
Symbol period	1 ms
Sampling frequency	2.048 MHz
Sample period	0.5 $\mu$ s
Cyclic prefix	1/4*TS
Modulation	QPSK, $\pi/4$ DQPSK
Channel model	ITU-R Pedestrian A
Back-off	9 dB
에코 전력 및 지연	20 dB, 75 us
위상 잡음	-20 ~ -11 dBc, cutoff 10 kHz
HPA	SSPA, Backoff 9 dB

후에도 중계기 송수신부에서 발생하는 위상 잡음이 제거되지 않아 ICI가 많이 발생되고 있음을 시뮬레이션을 통해 알 수 있다. 제안된 ICI 제거 기법을 이용하여 위상 잡음을 보상하게 되면 ICI가 크게 감소한다.

그리고 그림 6은 위상 잡음에 따른 EDOCR의 BER 성능을 비교한 것으로 SNR=10 dB인 경우, 위상 잡음을 -20 dBc ~ -11 dBc, cutoff=10 kHz로 변화시켜가면서 시뮬레이션 하였다. 제안된 방법을 사용할 경우에는  $\pi/4$  QPSK와 PRS를 사용할 때 모두 BER=

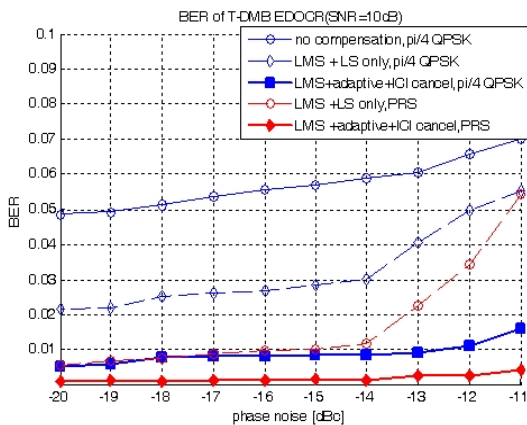


그림 6. 위상 잡음에 따른 EDOCR의 BER(B/O=9 dB)  
Fig. 6. BER of EDOCR according to phase noise(B/O=9 dB).

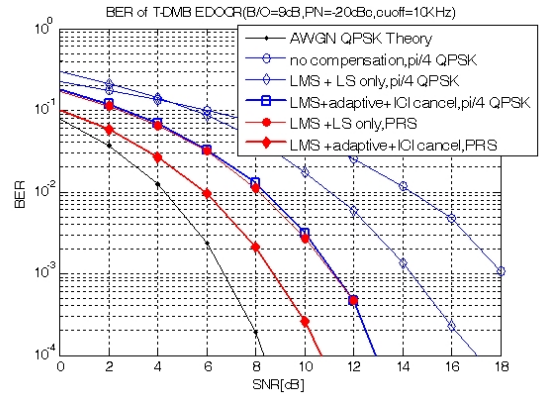


그림 7. 보상 방법에 따른 EDOCR의 BER 비교  
Fig. 7. BER comparison of EDOCR according to compensation method.

0.02 이하를 만족하지만, LS 추정 기법을 사용할 경우 모두 0.05 이상의 에러가 발생함을 알 수 있다. 또한, SNR이 10 dB인 경우 위상 잡음 -14 dBc 이상에서는 보상 방법을 사용하지 않으면 LS 추정 방식은 급격히 에러가 증가하여 PRS와  $\pi/4$  QPSK의 성능이 같아짐을 알 수 있다.

그림 7에서 위상 잡음 보상 방법에 따른 EDOCR의 BER 대 SNR의 성능을 검토하면 첫 번째, 위상 잡음이 보상되지 않은  $\pi/4$  QPSK는 BER= $10^{-4}$ 에서 SNR이 18 dB 이상으로 저하된다. 두 번째, LMS와 LS를 사용한  $\pi/4$  QPSK에서는 SNR이 18 dB 이하를 만족시켰으며, 셋 번째, 본 논문에서 제안하고 있는 LMS와 적응형 ICI 제거 기법을 사용한  $\pi/4$  QPSK는 SNR이 13 dB 이하로 LMS와 LS 만을 사용한 PRS와 비슷한 성능으로 상당히 개선되었다. 그리고 마지막으로 LMS와 적응형 ICI 제거 기법을 사용한 PRS는 SNR이 11 dB 이하로 크게 개선되었으며, AWGN QPSK보다는 약 2 dB 정도 떨어지지만 매우 근접하게 성능이 향상되었다.

그리고 BER 성능에서의 개선은 보상하지 않을 때와 제안한 방법의 차이는 BER= $10^{-3}$ 에서 7 dB 이상 개선된다. 위상 잡음의 보상을 통해 SNR이 대폭 개선됨을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 OFDM 기반 T-DMB의 동일 채널

중계기(DOCR)에서 적응형 LMS 알고리즘을 사용하여 모국의 수신 신호보다 +20 dB 큰 궤환 신호(echo)를 제거하고, 여기에 중계기 자체에서 발생하는 RF 불균형을 adaptive ICI cancel 기법을 사용하여 다중 경로 채널을 완벽히 제거하는 새로운 알고리즘을 제안한다. 기존 OFDM 기반 T-DMB 동일 채널 중계기(DOCR)의 문제점은 궤환 신호(echo)와 모국 수신 신호와의 간섭 현상으로 중계기의 송신 출력 증강에 한계가 있었으며, 또한, 중계기 시스템 내부에서 위상 잡음과 HPA의 높은 PAPR에 의해 ICI가 증가하여 신호대 잡음비가 열화되어 방송 서비스 구역이 많이 축소되는 결과를 낳았다. 일반적인 T-DMB 동일 중계기에서 궤환 신호 성분이 제거된 신호가 다중 경로 채널을 포함할 경우, 채널 응답이 위상 잡음 및 RF 불균형의 영향을 받게 되면 성능이 열화된다. 그러나 본 논문에서는 채널 추정하기 전에 이러한 성분들을 분리함으로써 수신 성능을 크게 개선시켰다. RF 불균형 성분을 채널 임펄스 응답으로부터 적응적으로 제거하기 위하여 수신된 PRS으로부터 채널 성분 추출 및 채널 성분에 포함된 위상 잡음 및 비선형 증폭기 왜곡의 영향을 줄이기 위한 채널 추정 동작을 수행한다. ZF(Zero Forcing) 등화 과정을 사용하여 위상 잡음 및 기타 간섭 성분의 영향이 억압된 상태에서 채널의 영향을 제거하였다. 시뮬레이션을 통해 back-off=9 dB 상태에서 위상 잡음 -20 dBc의 경우, 위상 잡음을 보상하여 SNR=14 dB 이하에서 BER= $10^{-4}$ 의 성능을 만족할 수 있었다. 제안된 적응형 ICI 제거 기법 알고리즘은 기존 OFDM 동일 채널 중계기의 단점을 크게 보완하여 기존의 EDO-CR 방식에 비하여 SNR을 4 dB 개선시킴으로써 난시청 지역의 서비스 커버리지를 확대하고, 주파수 사용 효율을 크게 개선할 수 있다. 또한, 궤환 신호(echo)와 ICI 성분을 동시에 제거함으로써 높은 송신 출력을 유지하고, 우수한 출력 신호 품질을 만족한다.

### 참 고 문 헌

[1] 한용식, 양운근, "적응 간섭 제거 시스템을 위한 상관도를 적용한 적응적 궤환 간섭 제거 알고리즘", 한국전자과학회논문지, 21(4), 2010년 4월.  
 [2] 박성익, 박소라, 음호민, 이용태, 김홍목, "T-DMB

의 SFN을 위한 등화형 동일 채널 중계기", 방송공학회논문지, 13(3), pp. 365-379, 2008년.  
 [3] 이영선, 유홍균, 정영호, 함영권, "OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음 분석", 한국전자과학회논문지, 15(11), 2004년 11월.  
 [4] 유상범, 유홍균, "DFT 확산 방식의 OFDM 통신 시스템에서 위상 잡음과 직교불균형 보상", 한국전자과학회논문지, 20(1), 2009년 1월.  
 [5] 이영선, 김남일, 김상우, 유홍균, "위상 잡음 보상과 PAPR 저감을 고려한 DFT-Spread OFDM 통신 시스템 설계와 성능 평가", 한국전자과학회논문지, 17(7), pp. 638-647, 2006년 7월.  
 [6] H. G. Ryu, S. B. Ryu, "Design and performance analysis of the SPW method for PAPR reduction in OFDM systems", *IEEE International Conference Communication*, pp. 3632-3636, May 2008.  
 [7] H. Ochiai, H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals", *IEEE Transactions, Communications*, vol. 50, pp. 89-101, Jan. 2002.  
 [8] Songping Wu, Y. Bar-Ness, "A phase noise suppression algorithm for OFDM-based WLANs", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, pp. 535-537, Dec. 2002.  
 [9] Songping Wu, Y. Bar-Ness, "OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise", in *Proceeding of IEEE International Conference on Communication(ICC)*, vol. 5, pp. 3366-3370, May 2003.  
 [10] R. J. Baxley, G. T. Zhou, "Comparing selected mapping and partial transmit sequence for PAR reduction broadcasting", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, pp. 797-803, Dec. 2007.  
 [11] Ana Garcia Armada, "Understanding the effects of phase noise in OFDM", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, pp. 153-159, Jun. 2001.  
 [12] Claus Muschallik, "Influence of RF oscillators on an OFDM signal", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 592-603, Aug. 1995.



김 기 영



1995년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)  
2000년 3월~2002년 8월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)  
2010년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
1996년 8월~현재: 방송통신위원회

근무

[주 관심분야] OFDM 통신 시스템, DAB 및 DRM+, 8VSB 등 방송 시스템

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수  
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장  
1992년~현재: IEEE, IET 논문 심사위원  
2002년: 한국전자과학회 학술상 수

상

2008년: 그리스 ICWMC 2008 국제학술대회 'Best Paper Award' 수상

2009년: 프랑스 SPACOMM 2009 국제학술대회 'Best Paper Award' 수상

[주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위성 통신, 3G/4G 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

유 상 범



1996년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)  
1999년 3월~2001년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
2006년 3월~2010년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학박사)  
1996년 3월~1999년 2월: 영동공과

대학 조교

2001년 3월~2006년 2월: 태영텔스타 근무

[주 관심분야] OFDM 통신 시스템, 디지털 위성 통신 및 무선 LAN 등