

일반논문-08-13-3-07

## 송신기 식별 신호분석기

박성익<sup>a)</sup>, 이재영<sup>a)</sup>, 김흥목<sup>a)</sup>, 오왕록<sup>b)‡</sup>

## Transmitter Identification Signal Analyzer

Sung Ik Park<sup>a)</sup>, Jae Young Lee<sup>a)</sup>, Heung Mook Kim<sup>a)</sup>, and Wangrok Oh<sup>b)‡</sup>

## 요약

ATSC 방식의 지상파 디지털 TV 방송에서는 단일 주파수 망(Single Frequency Network: SFN) 구성 시 단일 주파수 사용에 따른 인접 송신기 혹은 중계기에 대한 간섭 문제가 발생한다. 이를 해결하기 위해 ATSC 권고에서는 각 송신기 및 중계기에 식별(Transmitter Identification: TxID) 신호를 할당하여 송신 및 중계 신호에 부가하여 전송하고, TxID 신호분석기를 통하여 각 송신기 및 중계기에 의해 발생하는 채널환경을 검출하여 망을 제어한다. 본 논문에서는 TxID 신호로 사용되는 Kasami 수열의 생성 및 DTV 신호로의 삽입방법에 관해 살펴보고, TxID 신호의 효율적인 분석을 위한 TxID 신호분석기의 구조를 제안한다. 또한, 수학적 분석을 통해 제안된 TxID 신호분석기의 성능을 고찰하고, 전산실험 및 실험실 테스트를 통해 제안된 TxID 신호분석기의 성능을 검증한다.

## Abstract

Single frequency network (SFN) design based on the Advanced Television Systems Committee (ATSC) specification, a terrestrial digital television (DTV) system, normally causes a interference problem, among signals from multiple transmitters or repeaters. To solve this, the ATSC recommended practice (RP) introduces a transmitter identification (TxID) signal embedded in a signal from each transmitter or repeater. A TxID signal analyzer is then used to detect the TxID signal, and following the analysis results, a SFN design can be adjusted. This paper discusses the generation and usages of Kasami sequence, is used the TxID signal. The configuration of the TxID signal analyzer to efficiently detect TxID signal is proposed and the results of theoretical performance analysis are provided. Moreover, computer simulation and laboratory test results are provided to evaluate the performance of TxID signal analyzer and the theoretical performance analysis.

Keywords : ATSC, SFN, TxID, SDR

## 1. 서론

일반적으로 지상파 TV 방송사업자는 방송서비스를 위해 방송사의 방송권역에 따라 그리고 방송권역 내의 지형지물에 따라 송신기 및 중계기를 설치하여 운영하고 있다. 지금까지 아날로그 TV 방송뿐 아니라, ATSC (Advanced Television Systems Committee) 지상파 디지털 TV 방송은 각각

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

의 송신기 또는 중계기에 서로 다른 주파수를 할당하여 방송망을 구성하는 다중 주파수 망(Multiple Frequency Network: MFN)을 통해 서비스되고 있다. 그러나 MFN을 통한 방송망 구축은 동일 주파수 간섭이 없는 원거리 지역을 제외하고는 같은 주파수를 재사용할 수 없기 때문에 주파수 이용 측면에서 매우 비효율적인 방송망 구성방법이다.

따라서 다수의 송신기와 중계기가 동일한 주파수 대역을 사용함으로써 방송 주파수의 이용 효율을 높이고, 방송 구역 내에서 안정적인 전파 세기를 보장할 수 있는 단일 주파수 망(Single Frequency Network: SFN)에 대한 필요성이 대두되고 있다. 특히 현재와 같은 지상파 아날로그 TV 방송과 지상파 디지털 TV 방송이 동시 방송되고 있는 상황에서는 각 방송사의 송신기 및 중계기에 할당할 방송 주파수의 부족으로 인해 SFN 구성에 대한 요구가 더욱 커지고 있다.

ATSC 방식의 지상파 디지털 TV 방송에서 SFN 구성을 위한 기술로는 송신기간에 동일 주파수를 사용하는 분산 송신기(Distributed Transmitters: DTxT) 기술과 송신기와 중계기가 동일 주파수를 사용하는 디지털 동일채널 중계기(Digital On-Channel Repeater: DOCR) 기술로 크게 나누어진다<sup>1-8)</sup>. DTxT와 DOCR를 이용하여 SFN을 구성할 경우 주파수 이용 효율은 높일 수 있으나 송신기들 사이의 단일 주파수 사용 혹은 송신기와 중계기 간의 단일 주파수 사용으로 인해 수신기에서는 많은 간섭 신호가 존재하는 것으로 인식하게 된다. 이러한 문제는 송신기 혹은 중계기의 출력 및 상대적인 송출시간 조정을 통해 방송망을 제어함으로써 해결할 수 있다. 이러한 망 제어를 용이하게 하기 위해 ATSC Recommended Practice (RP) A/111에서는 각 송신기 및 중계기에 상관(correlation) 특성이 우수한 식별(Transmitter Identification: TxID)신호를 할당하여 송신 및 중계 신호에 부가하여 전송하고, TxID 신호분석기를 통하여 각 송신기 및 중계기에 의해 발생하는 채널환경을 검출할 수 있도록 한다<sup>11)2)</sup>.

본 논문에서는 TxID 신호로 사용되는 Kasami 수열의 생성 및 VSB 신호로의 삽입방법에 대해 살펴보고, TxID 신호의 효율적인 분석을 위한 TxID 신호분석기의 구조를 제안한다. 또한, 수학적 분석을 통해 제안된 TxID 신호분석기의 성능을 고찰하고, 전산실험 및 실험실 테스트를 통해 제안된 TxID 신호분석기의 성능을 검증한다.

## II. TxID 신호

### 1. TxID 신호로 사용되는 Kasami 수열

ATSC RP A/111에서는 SFN 구성을 위해 송신기 혹은 중계기의 식별신호로 Kasami 수열을 사용한다<sup>12)</sup>. Kasami 수열은 차수  $n$ 이 짝수 일 때 존재하며, 'Large set ( $K_L$ )'과 'Small set ( $K_S$ )'으로 분류되고, 'Large set'은 'Small set'의 모든 수열을 포함한다. 또한, Kasami 수열은 자기상관(auto-correlation) 및 상호상관(cross-correlation) 특성이 우수할 뿐만 아니라 많은 패밀리사이즈(family size)를 가지는 장점이 있다. 차수가  $n$ (짝수)일 때, Kasami 수열의 주기(period), 최대 상관값을 제외한 상관값, 그리고 family size는 다음과 같다<sup>9)</sup>.

- 주기(최대 상관값):  $N = 2^n - 1$

- 최대 상관값을 제외한 상관값:

$$K_L \text{의 상관값} \in \{-1, -s(n), s(n) - 2, -t(n), t(n) - 2\}$$

$$K_S \text{의 상관값} \in \{-1, -s(n), s(n) - 2\}$$

$$\text{여기서, } t(n) = 1 + 2^{\lfloor (n+2)/2 \rfloor}, s(n) = 1 + 2^{n/2}$$

- Family Size:

$$|K_L| = \begin{cases} (2^n + 1) \cdot 2^{n/2} - 1 & \text{if } n \equiv 0 \pmod{4} \\ (2^n + 1) \cdot 2^{n/2} & \text{if } n \equiv 2 \pmod{4} \end{cases}$$

$$|K_S| = (N + 1)^{1/2}$$

ATSC RP A/111에서 정의된 Kasami 수열은  $n = 16$ 인 'Large set'이며, 다음과 같은 생성다항식(generator polynomial),  $g(x)$ 를 가진다.

$$g(x) = f(x) \cdot \hat{f}(x) \cdot f'(x)$$

여기서,

$$f(x) = x^{16} + x^{12} + x^3 + x + 1$$

$$\hat{f}(x) = x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^9 + x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$$

$$f'(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^3 + x^2 + x + 1$$

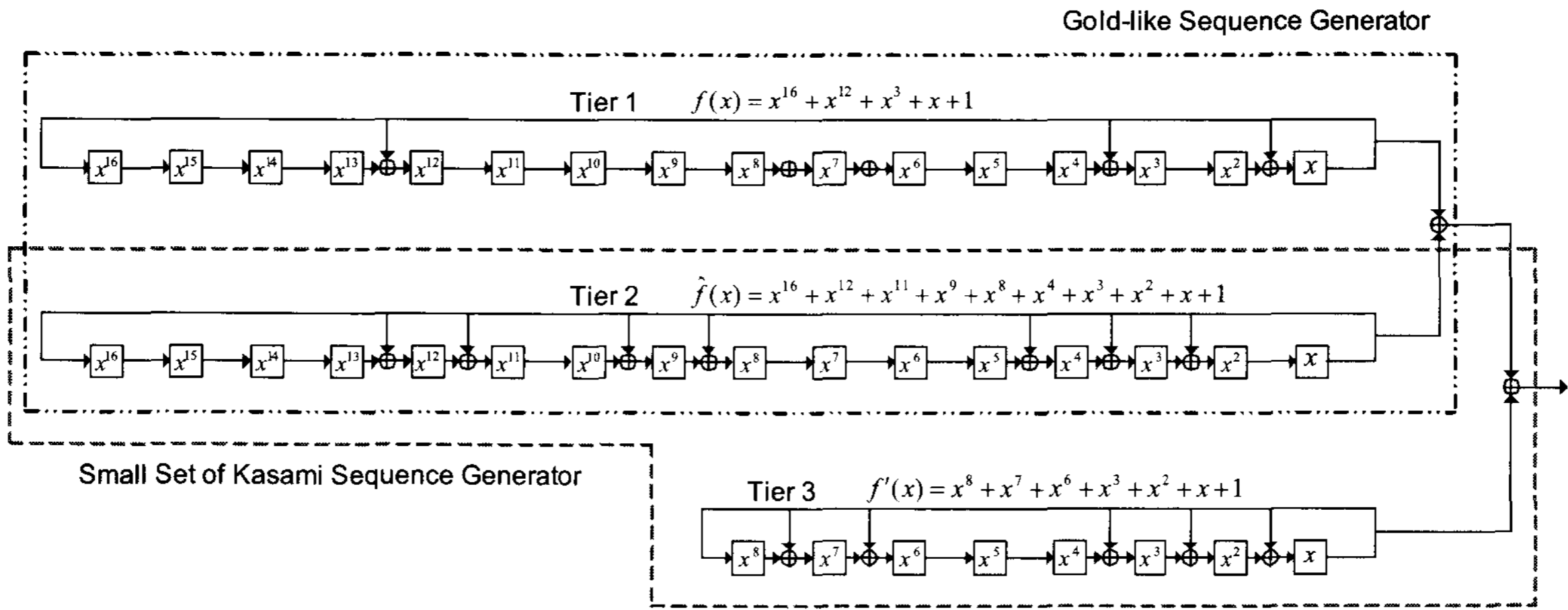


그림 1. Kasami 수열 생성기  
Fig. 1. Kasami sequences generator

이다.  $n = 16$ 인 ‘Large set’ Kasami 수열은 Gold-like 수열 (생성다항식  $f(x) \cdot \hat{f}(x)$ 를 통해 생성된 수열)과 ‘Small Set’ Kasami 수열(생성다항식  $\hat{f}(x) \cdot f'(x)$ 를 통해 생성된 수열)을 포함하며, MSRG (Modular Shift Register Generator) 형

태의 Kasami 수열 생성기는 그림 1과 같다.

## 2. TxID 신호 삽입

Kasami 수열은 필드싱크(field sync) 신호를 제외한 모든

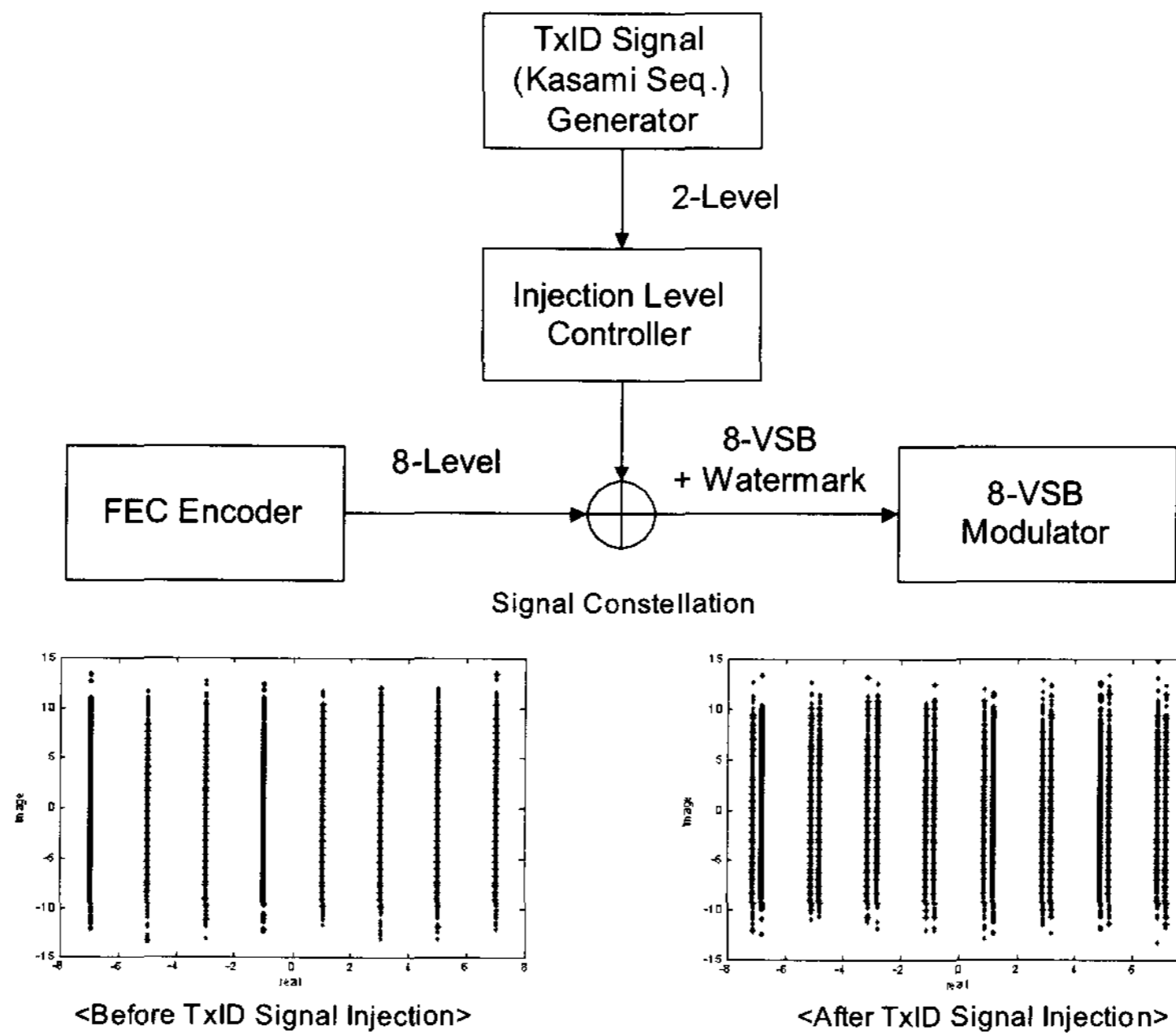


그림 2. Kasami 수열 삽입 전후에서의 심볼 레벨 및 신호 성상.  
Fig. 2. Signal constellation before and after Kasami sequence insertion.

VSB 데이터에 워터마크(watermark) 형태로 삽입되며, Kasami 수열 삽입 전후에서의 심볼 레벨 및 신호 성상은 그림 2와 같다. 한 필드에서 필드싱크 세그먼트(segment)를 제외한 312 데이터 세그먼트의 총 심볼 수는 259,584 (=312\*832)이고 Kasami 수열의 주기는 65,535(=2<sup>16</sup>-1)이다. 따라서, Kasami 수열이 VSB 데이터에 삽입되기 위해서는 길이가 64,896(=65,535-639)인 4개의 truncated Kasami 수열이 사용되거나 혹은 길이가 65,535인 3개의 Kasami 수열과 길이가 62,979인 1개의 truncated Kasami 수열이 사용되어야 하며, 그 구조는 그림 3과 같다<sup>[2][10]</sup>.

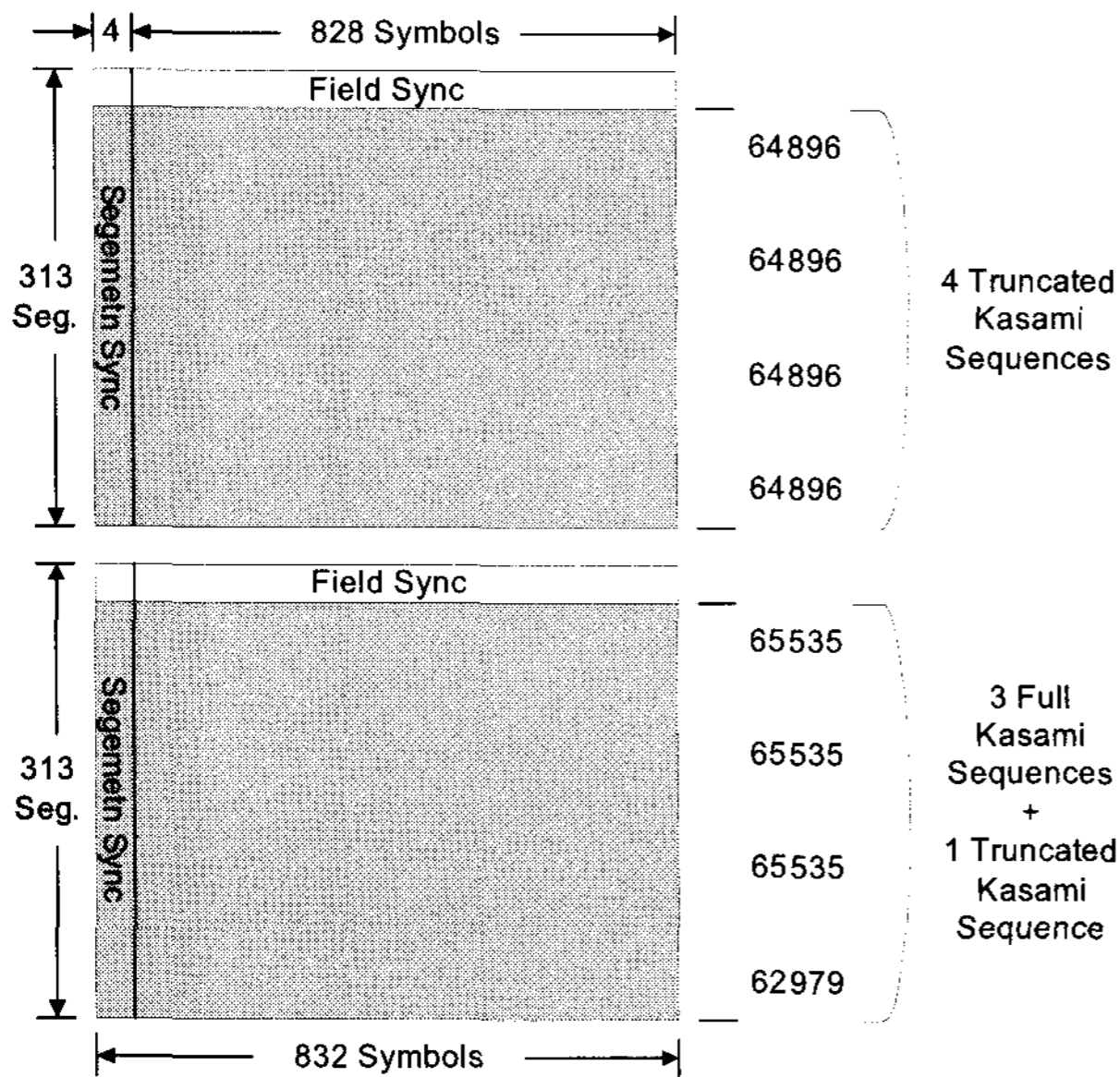


그림 3. Kasami 수열의 2가지 삽입방법  
Fig. 3. Insertion of Kasami sequences

시간 인덱스  $k$ 에서의 ATSC 데이터, BPSK 변조된 Kasami 수열, 그리고 삽입레벨(injection level)을 각각  $d(k)$ ,  $x(k)$ , 그리고  $\alpha$ 라 두면, 8-VSB 신호와 확산대역(spread spectrum) 형태로 삽입된 Kasami 신호와의 평균 전력비, 즉, BR(Bury Ratio)은 다음과 같다:

$$BR = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\alpha^2 \cdot E\{x^2(n)\}}{E\{d^2(n)\}} \right) \quad (1)$$

VSB 데이터의 평균전력은  $E\{d^2(n)\}=21$ 이고 BPSK 변조된 Kasami 수열의 평균전력은  $E\{x^2(n)\}=1$  이므로, 삽입레벨  $\alpha$ 는 다음과 같이 유도된다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{21}{10^{-BR/10}}} \quad (2)$$

ATSC RP A/111에서는 표 1과 같이 8 단계의 BR을 정의하고 있으며, 각각의 BR에 따른 삽입레벨 역시 표 1에 나타내었다.

표 1. BR에 따른 삽입레벨.  
Table 1. Injection level corresponding to BR.

Bury Ratio	Injection Level [Amplitude]
-21 dB	0.40842248871983
-24 dB	0.28914097913688
-27 dB	0.20469613727266
-30 dB	0.14491376746189
-33 dB	0.10259109077387
-36 dB	0.07262893022873
-39 dB	0.05141734497976
Off	0

### III. TxID 신호 분석기

TxID 신호분석기는 그림 4처럼 SFN 환경에서 각각의 송신기(혹은 중계기)에 대한 채널 프로파일 및 전체 망에 대한 채널 프로파일을 검출한다. 본 절에서는 TxID 신호의 효율적인 검출 및 분석을 위해 부분상관 기법과 힐버트 변환을 기반으로 한 전력 보상기(power compensator)를 사용하는 TxID 신호분석기의 구조를 제안한다. 또한, DTV 신호 대 잡음비(signal to DTV noise ratio: SDR)의 정의와 수학적 분석을 통해 제안된 TxID 신호분석기의 성능을 예측한다.

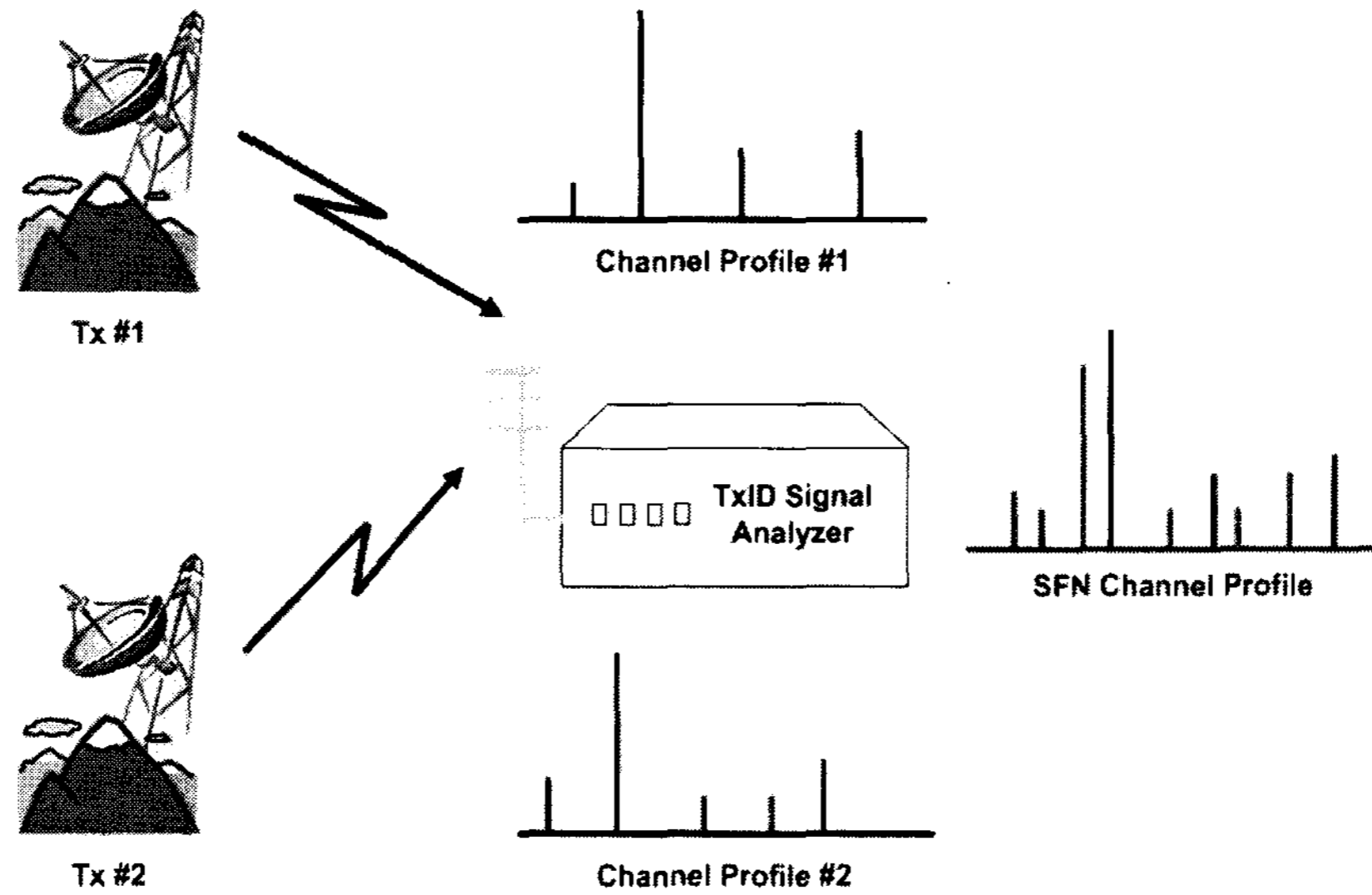


그림 4: TxID 분석기의 채널 프로파일 검출.  
 Fig. 4: Detection of channel profiles using TxID signal analyzer.

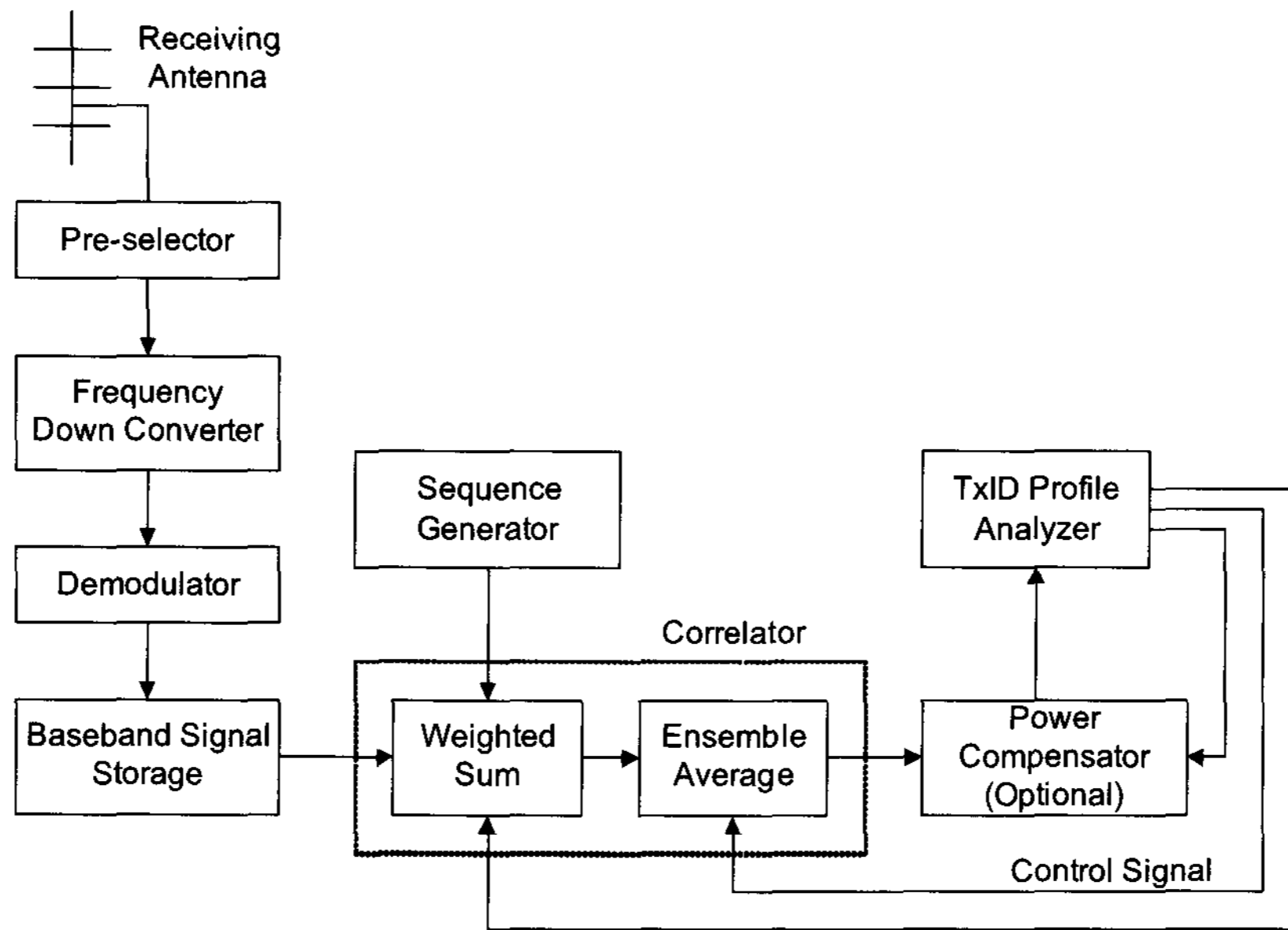


그림 5. TxID 신호분석기의 구조.  
 Fig. 5. Structure of TxID signal analyzer.

1. TxID 신호분석기의 구조

제안된 TxID 신호분석기의 구조는 그림 5와 같다. TxID 신호분석기는 송신기 혹은 중계기로부터 TxID 신호가 잡

입된 방송신호를 수신하는 수신안테나(receiving antenna); 인접 채널을 제거하는 pre-selector; RF 대역의 신호를 IF 대역의 신호로 변환하는 IF 하향 변환부(down converter); IF 대역의 신호를 주파수 및 타이밍 동기복원 과정을 거쳐

기저대역의 신호로 변환하는 복조부(demodulator); 복조된 신호를 저장하는 기저대역 신호 저장부(baseband signal storage); TxID 신호를 위한 Kasami 수열을 생성하는 수열 생성부(sequence generator); 기저대역 신호저장부에 저장된 신호와 수열 생성부에 의해 생성된 신호의 상관관계를 부분상관 기법을 통해 알아보는 상관부(correlator); 상관부에 의해 검출된 TxID 신호의 프로파일에 다중경로 신호의 쪼개짐을 방지하기 위한 전력 보상기; 전력 보상기에 의해 출력된 TxID 신호의 프로파일을 분석하는 TxID 프로파일 분석부(profile analyzer)로 구성된다.

상관부는 부분상관 기법을 기반으로 하는 가중합(weighted sum) 알고리즘을 통해 송신기 및 중계기 신호에 삽입되어 전송된 식별신호와 분석기에서 재생성된 식별신호와의 상관관계를 추출하며, 그 구조는 그림 6과 같다. 먼저 수열 생성부에 의해 생성된 식별신호( $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$ )로부터 원하는 길이( $M, M \leq N$ : 부분상관을 위한 식별신호 길이)만큼 식별신호( $x_0, x_1, \dots, x_{M-1}$ )를 취하고, 기저대역 신호저장부에 저장된 심볼(주파수 및 타이밍 동기복원을 통해 복조된 심볼,  $d_0, d_1, \dots, d_{M-1}, d_M, \dots, d_{N-1}, d_N, \dots, d_L, L$ : 저장된 신호의 길이)들과의 상관값( $v_i, 0 \leq i < N$ )을 다음과 같이 계산한다.

$$v_i = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} d_{i+j} x_j, \quad 0 \leq i \leq L-M \quad (3)$$

수학식 (3)에서 계산된 상관값에서 잡음성분을 감소시키기

위해 수학식 (4)와 같이 지정된 횟수  $K$  만큼 평균한다.

$$c_l = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} v_{kN+l}, \quad 0 \leq l < N \quad (4)$$

여기서  $c_l (0 \leq l < N)$ 은 잡음성분이 감소된 채널 프로파일, 즉 상관기의 출력을 나타낸다.

상관기는 I (Inphase) 신호만을 사용하여 상관값을 구하기 때문에 검출하고자 하는 다중경로 신호가 연속하는 두 VSB 심볼 사이에 존재하게 되면, 채널 프로파일이 분리되거나 감쇄되는 현상이 발생한다. 이러한 다중경로 신호의 쪼개짐을 방지하기 위해서 그림 7과 같은 힐버트 변환을 기반으로 한 전력 보상기를 사용한다. 힐버트 변환 FIR 필터는 상관기의 출력  $c_l$ 을 입력 받아 90도 반전시킨 신호를 출력하며 다음과 같다.

$$\hat{c}_l = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c_m}{l-m} dm, \quad 0 \leq l < N \quad (5)$$

지연부(Delay)에서는 상관부의 출력을 힐버트 변환 FIR 필터부에서의 처리시간, 즉 FIR 필터의 탭 수,  $J$ 에 해당하는 시간만큼 지연시켜 준다. 전력 보상기의 출력은 지연부와 힐버트 변환 FIR 필터부의 출력을 제공하여 더한 후 수학식 (6)과 같은 제공근이 된다.

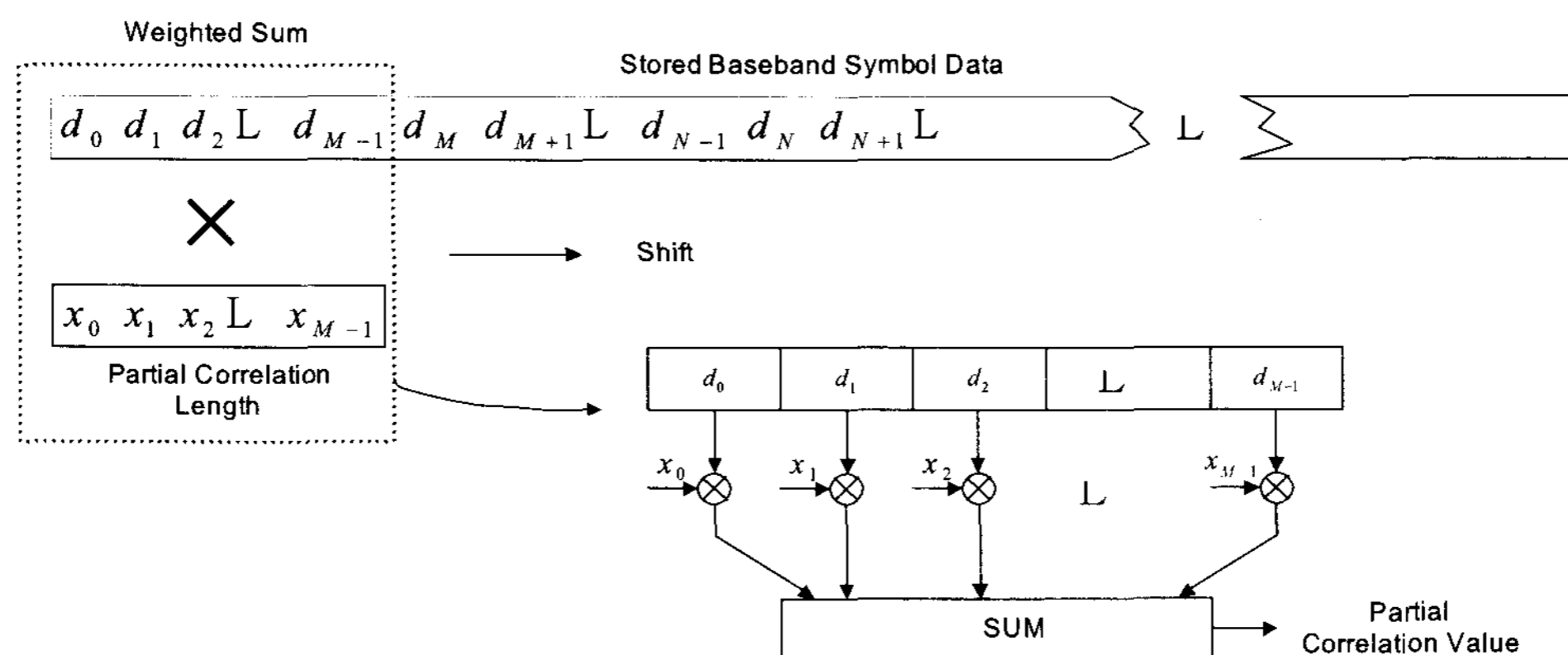


그림 6. 부분 상관기법을 사용하는 가중합의 구조.  
Fig. 6. Weighted sum structure using partial correlation method.

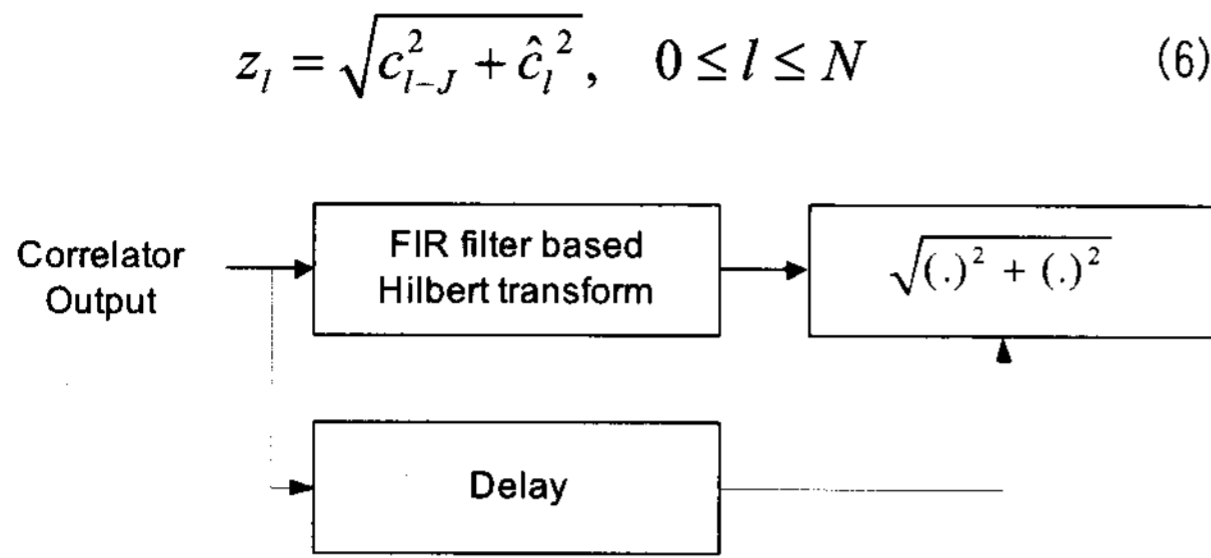


그림 7. 힐버트 변환 기반의 전력 보상기 구조.

Fig. 7. Power compensator structure based on Hilbert transformer.

## 2. TxID 신호분석기의 이론적인 성능분석

시간 인덱스  $k$ 에서의  $i$ 번째 송신기 혹은 중계기에 대한 ATSC 데이터 및 BPSK 변조된 Kasami 수열을 각각  $d(k)$ ,  $x_i(k)$ 라 두면, Kasami 수열이 삽입된 새로운 ATSC 데이터,  $d'_i(k)$ 는 다음과 같다:

$$d'_i(k) = d(k) + \alpha \cdot x_i(k) \quad (7)$$

여기서  $\alpha$ 는 삽입레벨을 나타내며, 각 송신기 혹은 중계기

마다 다른 값을 가질 수 있다. 하지만, 본 논문에서는 편의상 모든 송신기 혹은 중계기가 동일한 삽입레벨을 가진다고 가정한다. 채널  $h_i$ 를 통과한 후,  $i$ 번째 송신기로부터 TxID 신호분석기로 수신된 신호,  $r_i(k)$ 는 다음과 같다:

$$r_i(k) = d'_i(k) \otimes h_i + w_i(k) \quad (8)$$

여기서  $\otimes$ 는 convolution 연산을 의미하며,  $w_i(k)$ 는  $i$ 번째 송신기에 대한 잡음 신호(평균=0, 분산= $\sigma^2$ )를 나타낸다.  $T$ 개의 송신기가 존재한다고 가정하면, TxID 신호분석기로 수신되는 신호는 다음과 같다:

$$r(k) = \sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i + w_i(k)] \quad (9)$$

TxID 분석기 수신신호  $r(k)$ 와  $j$ 번째 송신기와의 부분 상호상관(partial cross-correlation),  $R_{r,x_j}(\tau)$ 는 식 (10)과 같다<sup>[10]</sup>. 식 (10)에서  $M(\leq N, \text{Kasami 신호의 주기})$ 은 부분상관을 위해 사용되는 Kasami 신호의 길이이다.

$$\begin{aligned} R_{r,x_j}(\tau) &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} r(k) \cdot x_j(\tau - k) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \left\{ \sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i + w_i(k)] \right\} \cdot x_j(\tau - k) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \left\{ \sum_{i=1}^T [(d(k) + \alpha \cdot x_i(k)) \otimes h_i + w_i(k)] \right\} \cdot x_j(\tau - k) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\alpha}{M} \cdot \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} x_j(k) \cdot x_j(\tau - k) \right\} \otimes h_j + \frac{\alpha}{M} \cdot \sum_{i=1, i \neq j}^T \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} x_i(k) \cdot x_j(\tau - k) \right\} \otimes h_i \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^T [d(k) \otimes h_i + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \\ &= \frac{\alpha}{M} \cdot R_{x_j, x_j}(\tau) \otimes h_j + \frac{\alpha}{M} \cdot \sum_{i=1, i \neq j}^T R_{x_i, x_j}(\tau) \otimes h_i + \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^T [d(k) \otimes h_i + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \\ &\quad E \left\{ \left( \frac{\alpha}{M} \cdot R_{x_i, x_i}(\tau) \otimes h_j \right)^2 \right\} \\ \text{SDR} &= 10 \log_{10} \frac{E \left\{ \left( \frac{\alpha}{M} \cdot R_{x_i, x_i}(\tau) \otimes h_j \right)^2 \right\}}{E \left\{ \left( \frac{\alpha}{M} \cdot \sum_{i=1, i \neq j}^T R_{x_i, x_j}(\tau) \otimes h_j + \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^T [d(k) \otimes h_i + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \right)^2 \right\}} \end{aligned} \quad (11)$$

$R_{r,x_j}(\tau)$ 에서 2 번째 항과 3 번째 항은 간섭신호이기 때문에, SDR (Signal to DTV noise ratio)을 식 (11)과 같이 정의하자. AWGN 채널을 가정하고 Kasami 수열의 자기상관 ( $R_{x_i,x_i}(\tau) \approx M \cdot \delta(\tau)$ ) 및 상호상관 ( $R_{x_i,x_j}(\tau) \approx 0$ ) 특성을 사용하면, SDR은 다음과 같이 근사화된다.

$$\text{SDR} \approx 10 \log_{10} \frac{\alpha^2 \cdot M^2}{E \left\{ \left( \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^T [d(k) + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \right)^2 \right\}} \quad (12)$$

먼저, 송신기가 1대 ( $T=1$ )라고 가정하고 식 (12)의 분모를 전개하면 식 (13)과 같다.  $d(k)$ ,  $w(k)$ ,  $x(k)$ 는 각각 독립 (independent)이며,  $E\{d(k)^2\} = 21$ ,  $E\{w(k)^2\} = \sigma^2$ ,  $E\{d(k)\} = 0$ ,  $E\{w(k)\} = 0$ 이므로, 식 (13)은 식 (14)와 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} & E \left\{ \left( \sum_{k=0}^{M-1} [d(k) + w(k)] \cdot x(\tau - k) \right)^2 \right\} \\ &= E \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} d(k)^2 \right\} + E \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0, l \neq k}^{M-1} d(k) \cdot d(l) \cdot x(\tau - k) \cdot x(\tau - l) \right\} \\ &+ E \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} w(k)^2 \right\} + E \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0, l \neq k}^{M-1} w(k) \cdot w(l) \cdot x(\tau - k) \cdot x(\tau - l) \right\} \\ &+ 2 \cdot E \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} d(k) \cdot w(k) \right\} + 2 \cdot E \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0, l \neq k}^{M-1} d(k) \cdot w(l) \cdot x(\tau - k) \cdot x(\tau - l) \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} & E \left\{ \left( \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^T [d(k) + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \right)^2 \right\} \\ &= E \left\{ \sum_{i=1}^T \left( \sum_{k=0}^{M-1} [d(k) + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} & + 2 \cdot E \left\{ \sum_{i \neq m} \left( \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left[ d(k)d(l)x_j(\tau - k)x_j(\tau - l) + w_i(k)d(l)x_j(\tau - k)x_j(\tau - l) \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + d(k)w_m(l)x_j(\tau - k)x_j(\tau - l) + w_i(k)w_m(l)x_j(\tau - k)x_j(\tau - l) \right] \right) \right\} \\ & E \left\{ \left( \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^T [d(k) + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \right)^2 \right\} = \sum_{i=1}^T \left( E \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} [d(k) + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \right\}^2 \right) \end{aligned} \quad (16)$$

$$E \left\{ \left( \sum_{k=0}^{M-1} [d(k) + w(k)] \cdot x(\tau - k) \right)^2 \right\} = M \cdot (21 + \sigma^2) \quad (14)$$

다시 송신기의 수가  $T$ 일 때 식 (12)의 분모를 전개하면 식 (15)와 같다.  $d(k)$ ,  $w(k)$ ,  $x(k)$ 는 각각 독립 (independent)이며,  $E\{d(k)\} = 0$ ,  $E\{w(k)\} = 0$ 이므로, 식 (15)는 식 (16)과 같이 유도된다. 식 (16)에 식 (14)를 대입하면, 식 (12)의 분모는 다음과 같다.

$$E \left\{ \left( \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^T [d(k) + w_i(k)] \cdot x_j(\tau - k) \right)^2 \right\} = T \cdot M \cdot (21 + \sigma^2) \quad (17)$$

따라서, AWGN 채널 환경에서의 근사화된 SDR, 즉 식 (12)는 다음과 같이 유도된다.



$$SDR \approx 10 \log_{10} \frac{\alpha^2 \cdot M}{T \cdot (21 + \sigma^2)} \quad (18)$$

식 (18)에 의하면, SDR은 삽입레벨( $\alpha$ ), 부분상관 길이( $M$ ), TxID 신호가 삽입된 송신기의 수( $T$ ), 그리고 잡음의 분산( $\sigma^2$ )에 의해 결정된다. 또한,  $\sigma^2$ 를 구하기 위한 평균 신호 전력 대 평균 잡음의 비는 다음과 같다.

$$\frac{\text{Average Signal Power}}{\text{Average Noise Power}} = \frac{E_s}{N_0/2} = \frac{21}{\sigma^2} \quad (19)$$

여기서,  $E_s$ 와  $N_0$ 는 심볼 에너지와 백색잡음(white noise)의 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)를 각각 나타낸다. 식 (19)를 이용하여 잡음의 분산,  $\sigma^2$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\sigma^2 = \frac{21}{2 \cdot E_s/N_0} \quad (20)$$

식 (20)에 의해 계산된 잡음의 분산은  $CNR(E_s/N_0)$ 이 낮아 질수록 증가하지만, 8-VSB 신호의 평균 신호전력에 비해 상대적으로 작다. 따라서, 식 (18)의 SDR 값은 삽입레벨, 부분상관 길이, TxID 신호가 삽입된 송신기의 수에 비해 잡음의 영향을 상대적으로 작게 받는다. 즉, 낮은 CNR에서도 TxID 신호의 검출이 용이할 것으로 예상된다.

#### IV. 전산실험 결과 및 실험실 테스트 결과

##### 1. 전산실험 결과

전산실험에서는 15 dB의 CNR (Carrier to Noise Ratio) 을 가지는 단일 송신기 혹은 SFN 환경(3개의 송신기로 구성)에서 BR, 양상블 평균 회수, 그리고 상관길이(correlation length,  $M$ )에 따른 SDR과 채널 프로파일을 측정하였다.

TxID 신호로 사용되는 Kasami 수열은 길이가 64,896이며, 한 필드에 4개씩 삽입되었다. 전산실험을 위해 송신기 펄스 성형필터와 수신기 정합필터로 481 탭과 121 탭의 SRRC (Square Root Raised Cosine) 필터를 각각 사용하였으며, IF 중심 주파수는 10.76 MHz로 설정하였다. 또한, 각각의 송신기에 AWGN 채널 및 표 2~4와 같은 다중경로 채널을 가정하였다. 송신기 1 (Tx #1)을 기준으로 송신기 2 (Tx #2)는 26 심볼(약 2.42us)의 후지연(post delay)을 가지며, 송신기 3 (Tx #3)은 8 심볼(약 0.74us)의 전지연(pre-delay)을 가진다.

표 2. Tx #1의 다중경로 프로파일.

Table 2. Channel profile of Tx #1.

	Delay [us]	Amplitude [dB]	Phase [degree]
Pre-Ghost #1	-4.0	-6.0 (0.5012)	0.0
Main Signal	0.0	0.0 (1.0)	0.0
Post-Ghost #1	1.2	-3.0 (0.7079)	0.0
Post-Ghost #2	4.0	-6.0 (0.5012)	0.0
Post-Ghost #3	8.0	-9.0 (0.3548)	0.0
Post-Ghost #4	12.0	-10.0 (0.3162)	0.0

표 3. Tx #2의 다중경로 프로파일.

Table 3. Channel profile of Tx #2.

	Delay [us]	Amplitude [dB]	Phase [degree]
Pre-Ghost #1	-4.0	-8.0 (0.3981)	0.0
Main Signal	0.0	0.0 (1.0)	0.0
Post-Ghost #1	4.0	-6.0 (0.5012)	0.0
Post-Ghost #2	8.0	-5.0 (0.5623)	0.0

표 4. Tx #3의 다중경로 프로파일.

Table 4. Channel profile of Tx #3.

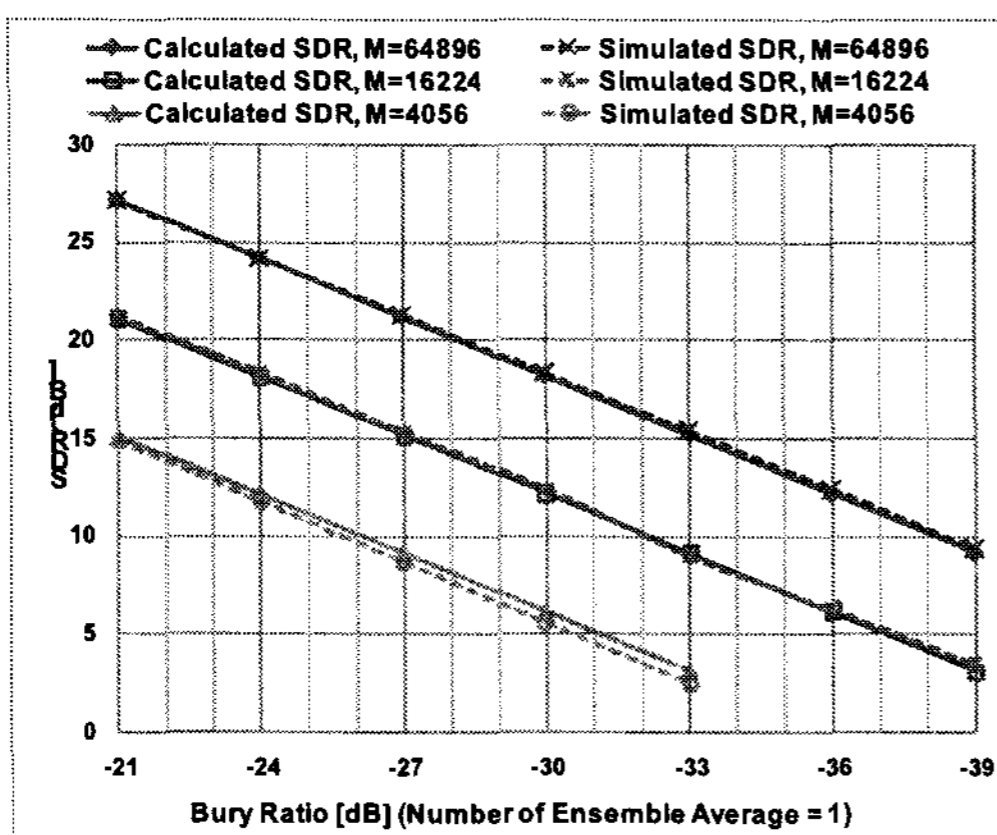
	Delay [us]	Amplitude [dB]	Phase [degree]
Main Signal	0.0	0.0 (1.0)	0.0
Post-Ghost #1	1.2	-3.0 (0.7079)	0.0
Post-Ghost #2	4.0	-6.0 (0.5012)	0.0

그림 8 (a)는 단일 송신기에서 BR 및 상관길이에 따른 수학적 식 (18)에 의해 계산된 SDR 값과 전산실험을 통해 측정된 SDR 값과의 비교를 나타내고, 그림 8 (b)는 상관길이가 64,896일 때 송신기의 수와 BR에 따른 계산된 SDR과

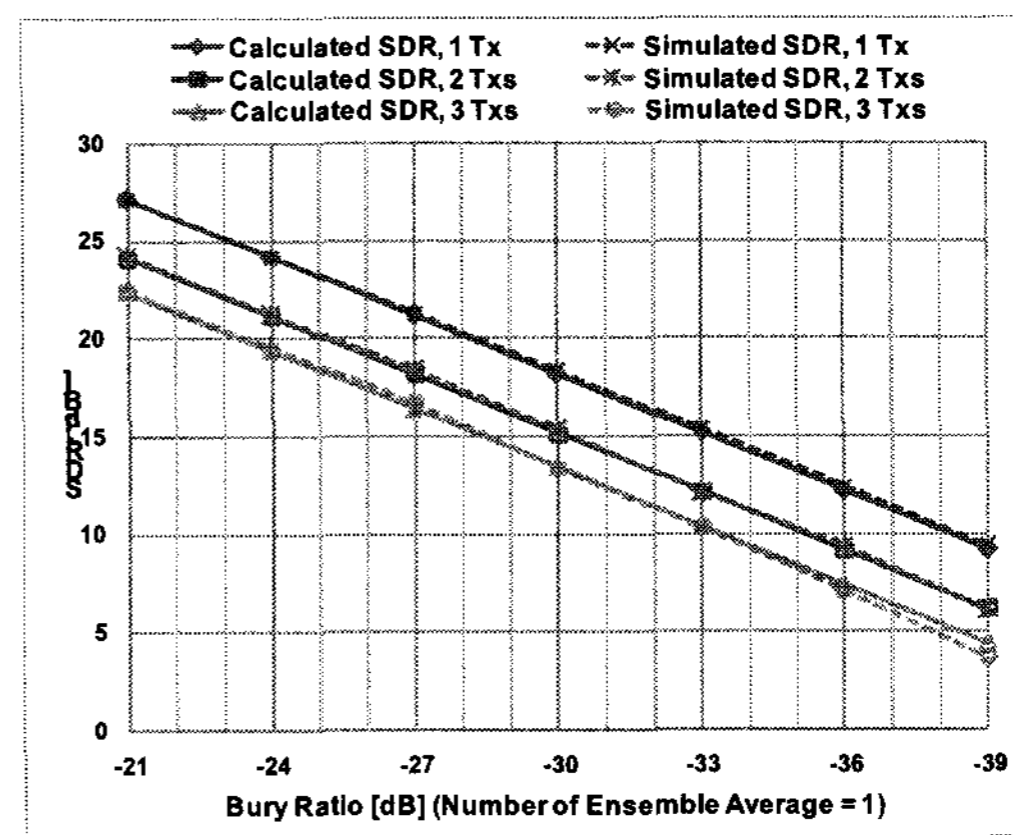
측정된 SDR의 비교를 나타낸다. 그림 8을 위한 전산실험에서는 AWGN 채널과 1회의 앙상블 평균을 가정하였다. 그림 8에 의하면, 계산된 SDR 값과 측정된 SDR 값과의 오차는 BR이 낮을수록(즉, 삽입레벨이 낮을수록), 상관길이가 짧을수록, 그리고 송신기의 개수가 많을수록 증가하는 것을 볼 수 있으나, 대부분의 BR 사용 범위에서 미미한 값이므로 무시할 수 있다. 이러한 오차가 발생하는 이유는 수학

식 (7)의 SDR 정의식으로부터 수학적 (8)의 근사화된 SDR을 구할 때, Kasami 수열의 상호상관 값이 Kronecker delta 함수로 근사화되기 때문이다.

그림 9 (a)와 (b)는 AWGN 채널의 단일 송신기에서 상관 길이가 64,896일 때, BR과 앙상블 평균횟수에 따른 SDR 측정값과 -21 dB의 BR에서 상관길이가 앙상블 평균횟수에 따른 SDR 측정값을 각각 나타낸다. 그림 9에 의하면,



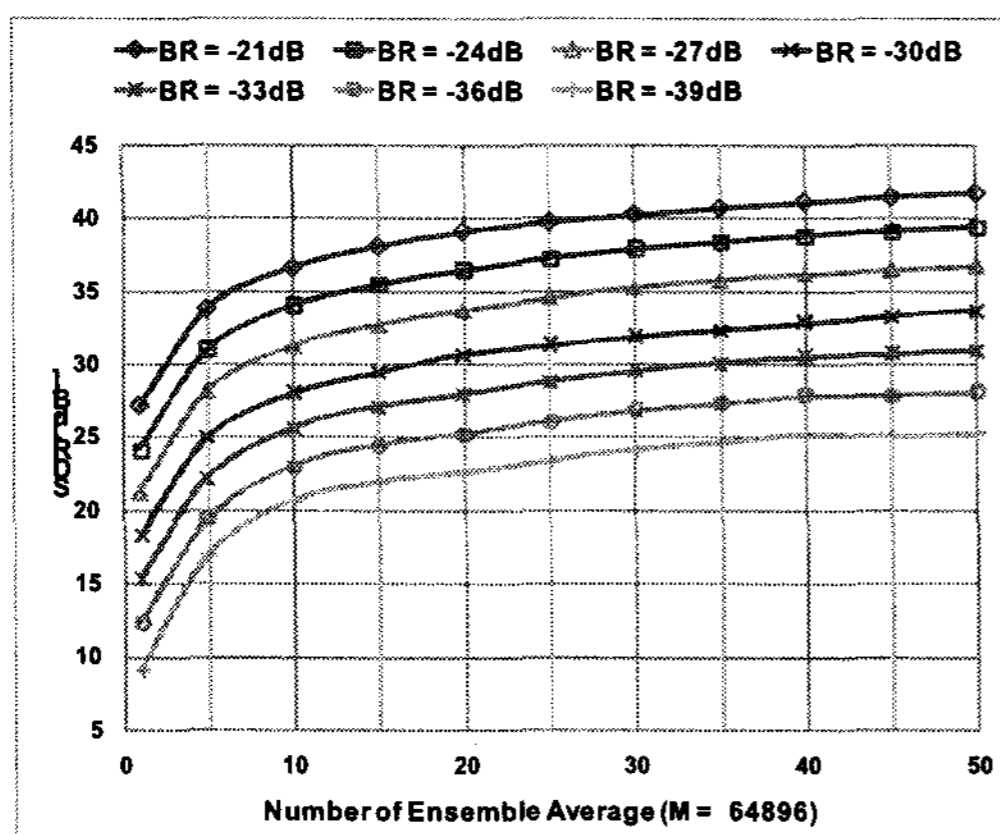
(a)



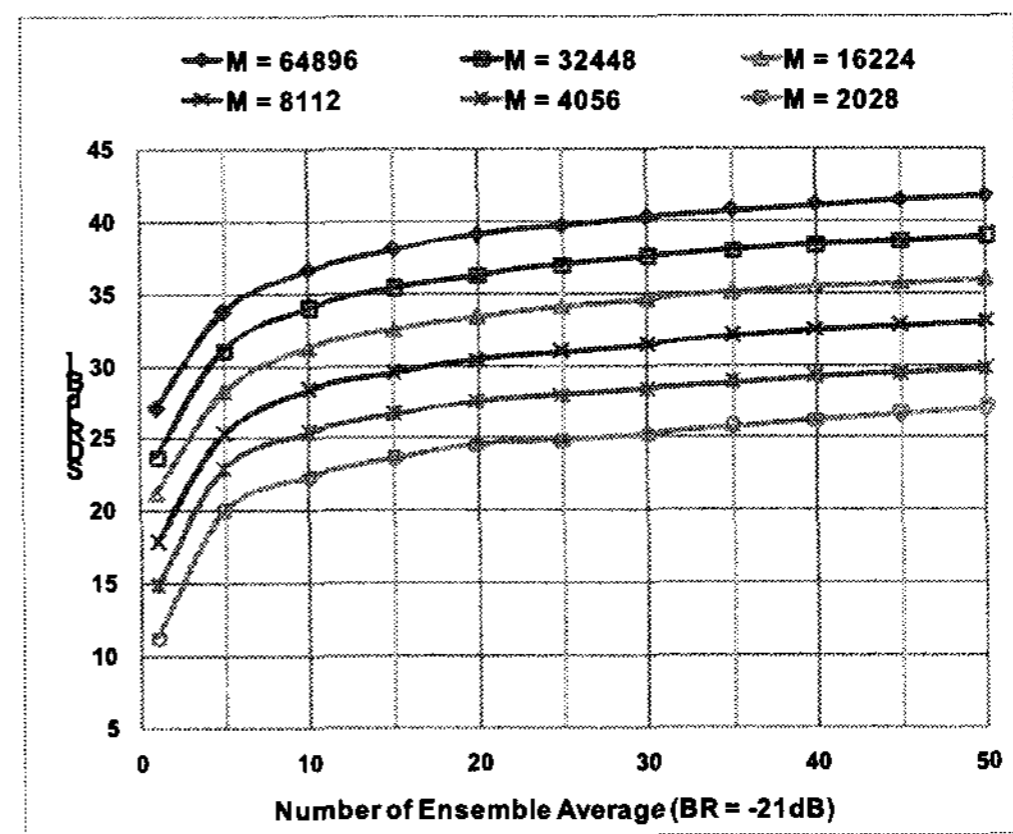
(b)

그림 8. AWGN 채널 및 앙상블 평균횟수 = 1에서 계산된 SDR과 전산 실험된 SDR의 비교. (a) 단일 송신기에서 BR 및 상관길이에 따른 SDR. (b) 상관길이가 64,896일 때 송신기의 수와 BR에 따른 SDR.

Fig. 8. Comparison of calculated and computer simulated SDRs under AWGN channel and number of averages= 1. (a) Various BRs and correlation lengths in single transmitter condition (b) Various BRs and different numbers of transmitters when correlation length = 64,896.



(a)



(b)

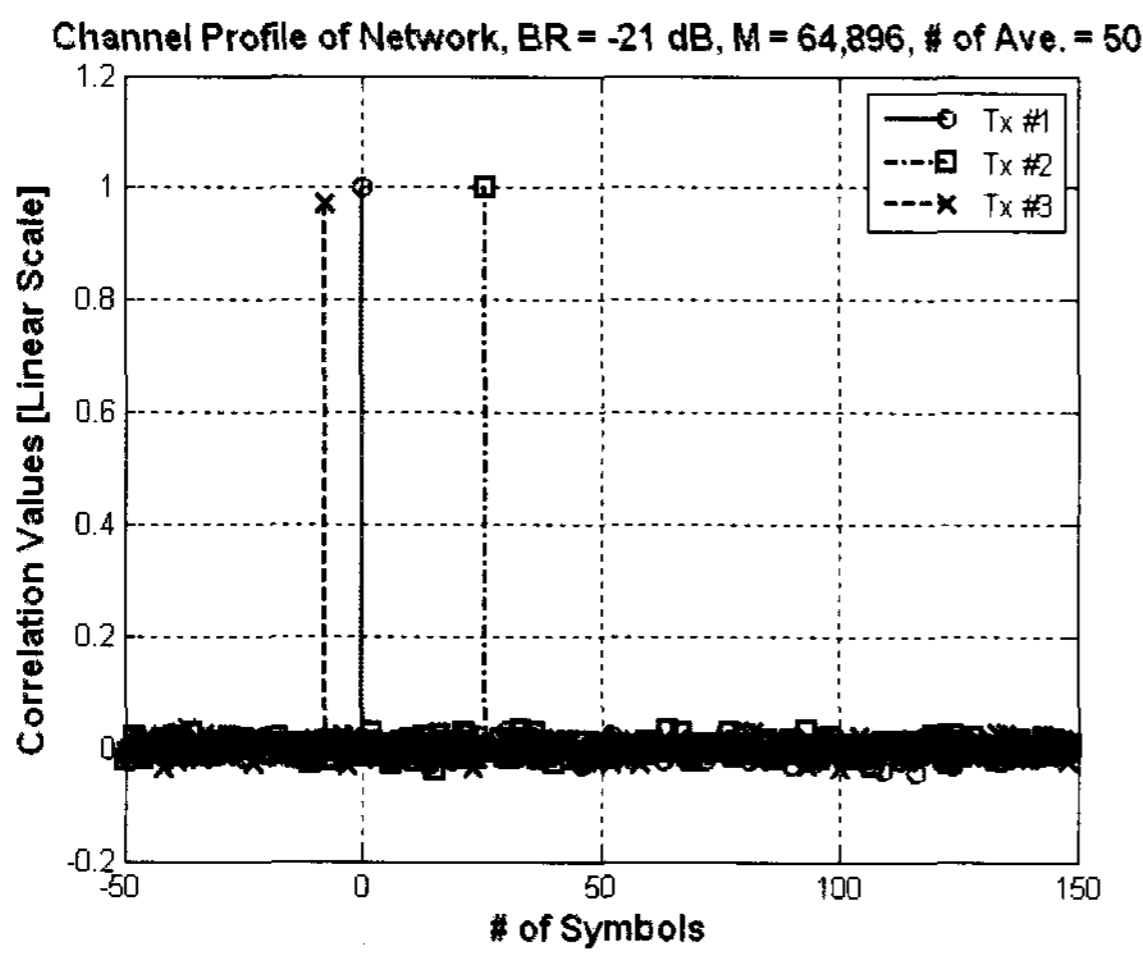
그림 9. 단일 송신기와 AWGN 채널에서의 SDR. (a) 상관길이가 64,896일 때 BR과 앙상블 평균횟수에 따른 SDR. (b) -21 dB의 BR에서 상관길이가 앙상블 평균횟수에 따른 SDR.

Fig. 9. SDR results under single transmitter in AWGN channel. (a) Various BRs and ensemble averages when correlation length = 64,896. (b) Various correlation lengths and ensemble averages when BR = -21 dB.

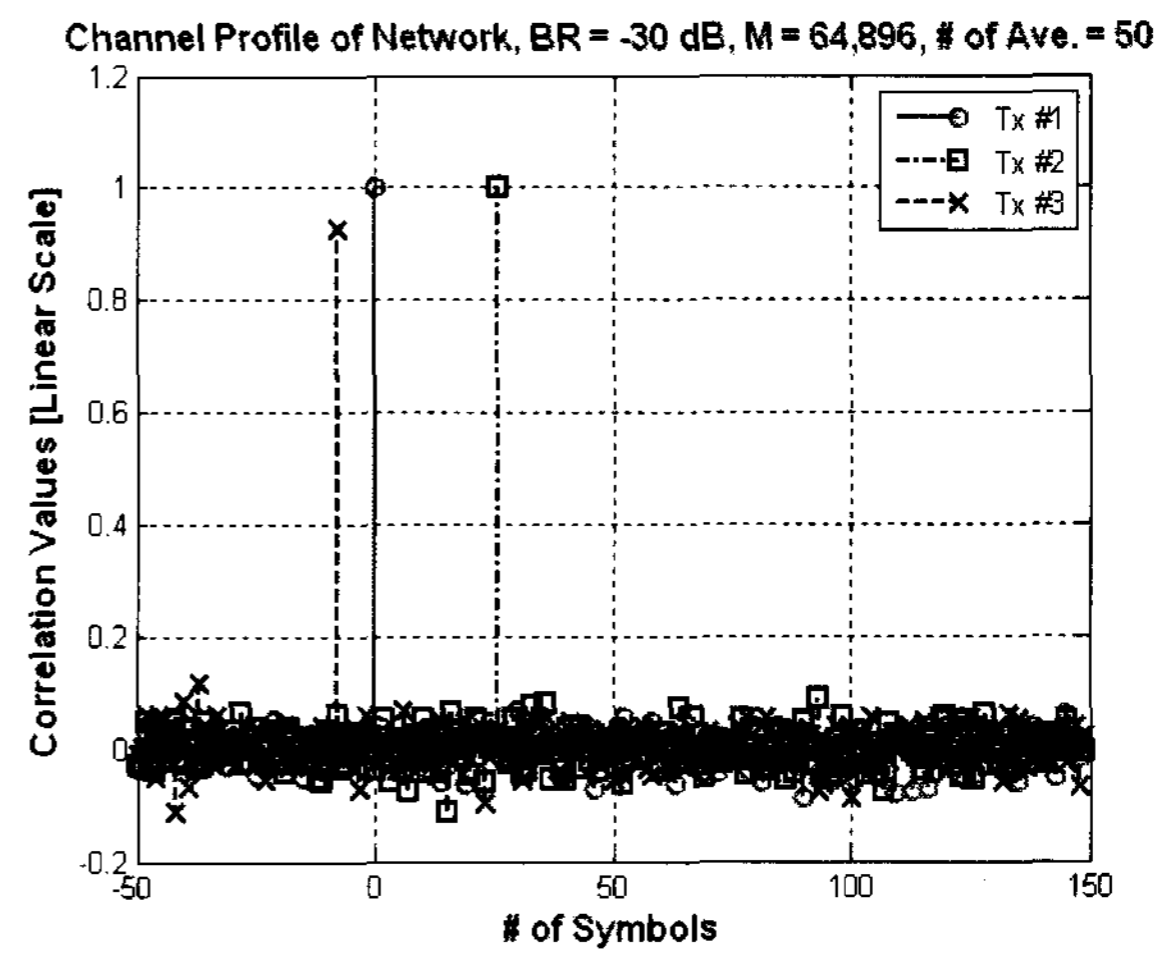
측정된 SDR 값은 삽입레벨과 상관길이에 로그 비율로 비례하고, 양상블 평균횟수가 많을수록 증가한다. 그림 10은 SFN 환경(Tx #1, Tx #2, Tx #3)에서 각각의 송신기가 AWGN 채널 및 다중경로 채널(표 2, 표3, 표 4)을 가질 때, BR, 상관길이, 그리고 양상블 평균횟수에 따른 SFN의 채널 프로파일 및 각 송신기의 채널 프로파일을 나타낸다.

## 2. 실험실 테스트 결과

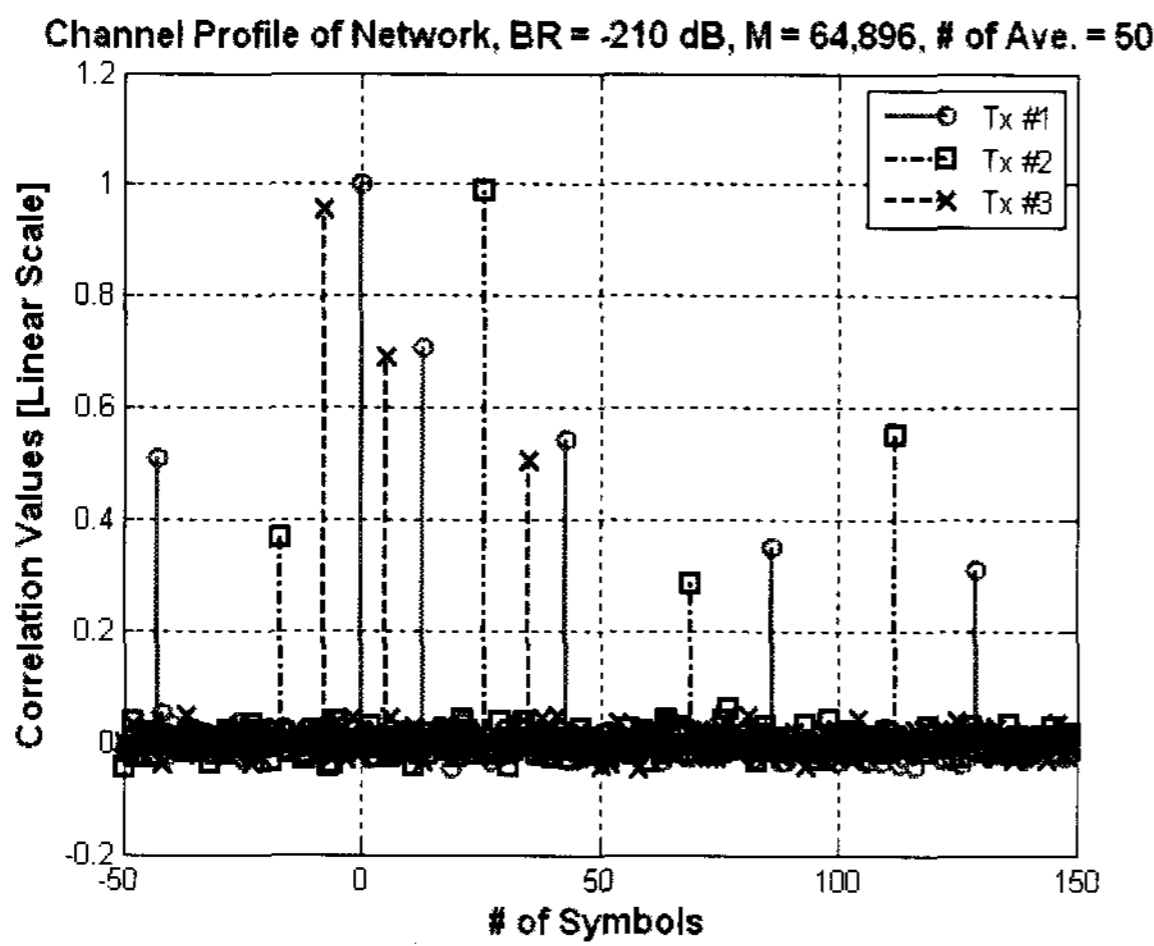
본 논문에서는 TxID 신호분석기의 성능을 검증하기 위해 그림 11과 같은 신호분석기를 실제 제작하여 실험실 테스트를 수행하였다. 실험실 테스트를 위해서 앞 절의 전산 실험에서 사용된 15 dB의 CNR을 가지는 AWGN 채널 및 다중경로 채널을 사용하였다. 표 5는 BR에 따른 상용 STB



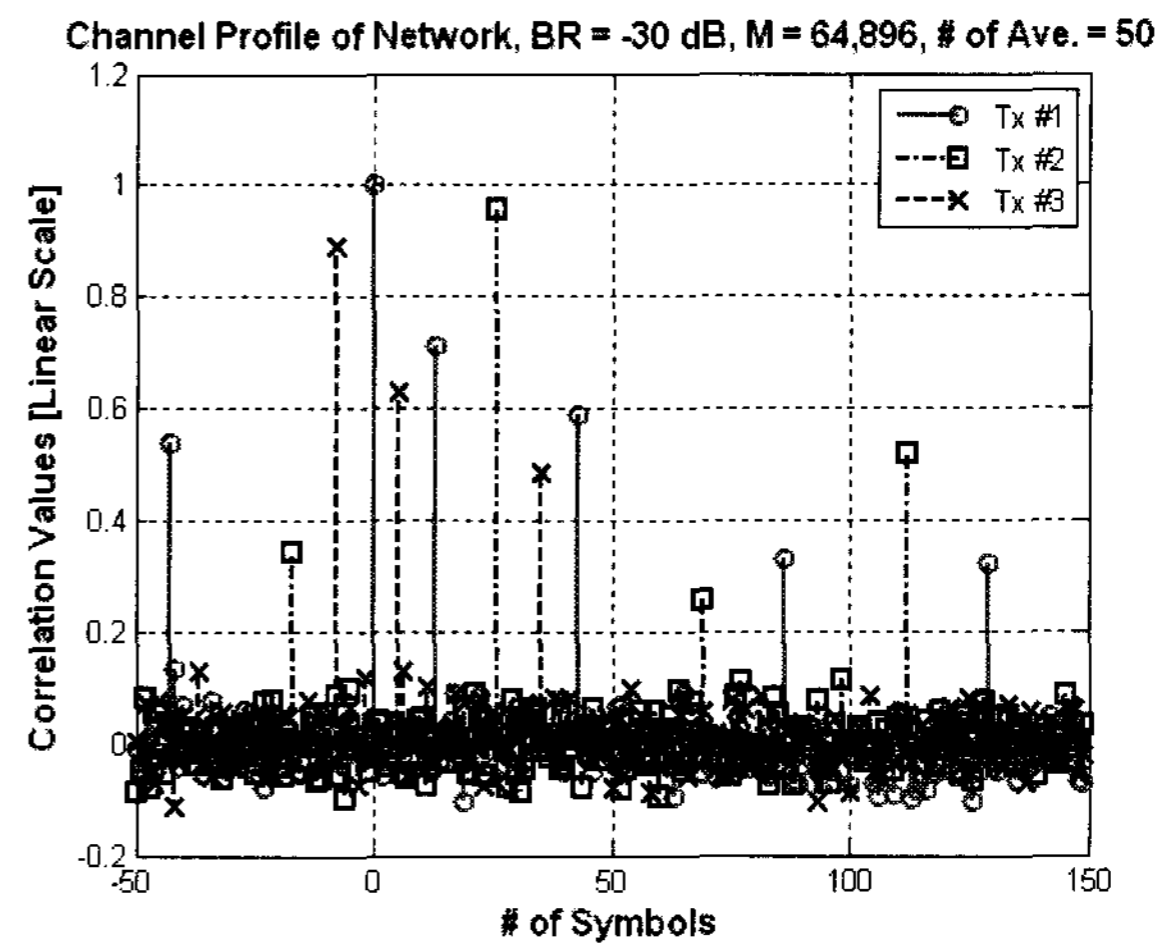
(a) BR = -21 dB



(b) BR = -30 dB



(c) BR = -21 dB



(d) BR = -30 dB

그림 10. SFN 환경(Tx #1, Tx #2, Tx #3)에서 각각의 송신기가 AWGN 채널 및 다중경로(표2, 표3, 표4) 채널을 가질 때, BR(-21 또는 -30 dB), 상관길이 = 64,896, 그리고 양상블 평균횟수 = 50에서의 채널프로파일.

Fig. 10: Chanel profile results when -21dB and -30 dB of BRs with 64,896 correlation length and 50 ensemble averages were used. (AWGN and multipath channels shown in Table 2 - 4).

표 5. BR에 따른 상용 STB의 TOV.

Table 5. TOV of commercial DTV receiver corresponding to BR

BR [dB]	TOV [dB]
Off	15.0
-21	16.4
-24	15.9
-27	15.3
-30	15.2
-33	15.1
-36	15.0
-39	15.0

(Settop Box)의 TOV (Threshold of Visibility)를 나타낸다. TxID 신호는 상용 STB에 잡음으로 작용하므로, TxID 신호의 삽입레벨이 높을수록 STB의 TOV는 증가한다. 예를 들어, BR이 -21 dB이면 상용 STB의 TOV는 약 1.4 dB 증가한다. 따라서, TxID 신호의 삽입레벨은 상용 수신기의 성능 저하를 최소화하는 방향으로 삽입되어야 한다.

그림 12 (a)는 AWGN 채널하의 단일 송신기에서 BR(-21 및 -30 dB) 및 앙상블 평균횟수에 따른 전산 실험된 SDR 값과 실제 실험실에서 측정된 SDR 값과의 비교를 나타낸다. 그림 12 (a)에 의하면, 전산 실험된 SDR 값과 실제 측정

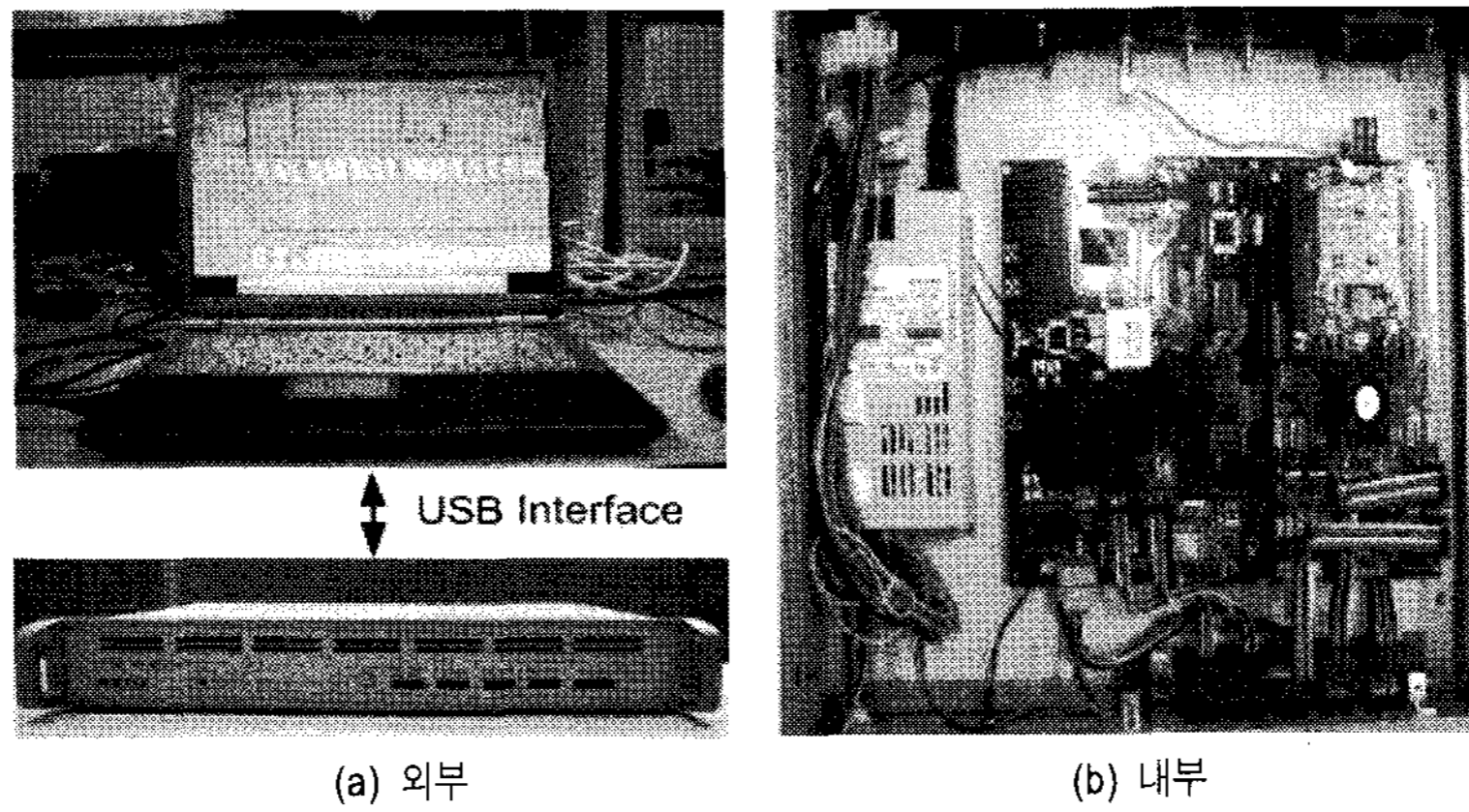


그림 11: 실제 제작된 TxID 신호분석기. (a) 외부, (b) 내부.  
Fig. 11. Implemented TxID Signal Analyzer. (a) Outside, (b) Inside.

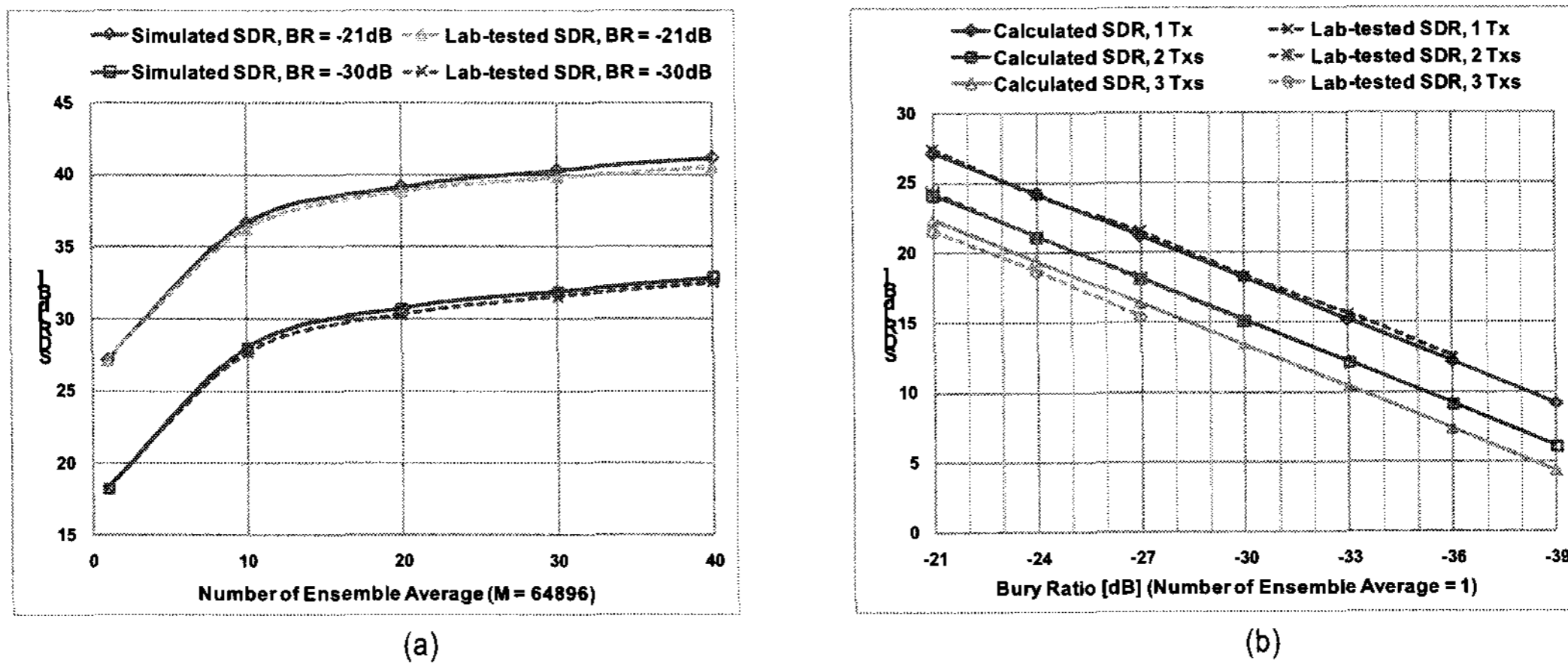


그림 12: AWGN 채널에서 상관길이가 64,896일 때 전산 실험된 SDR과 실제 실험실에서 측정된 SDR의 비교. (a) 단일 송신기에서 BR(-21 및 -30 dB) 및 앙상블 평균횟수에 따른 SDR. (b) 송신기의 수와 BR에 따른 SDR.

Figure 12: Comparison of measured and computer simulated SDRs under AWGN channel and correlation length = 64,896. (a) Various ensemble averages and BRs (-21 and -30 dB) in single transmitter condition. (b) Various BRs and different numbers of transmitters.

된 SDR 값과의 오차는 앙상블 평균횟수가 많을수록 증가하는 것을 볼 수 있다. 이러한 오차가 발생하는 이유는 전산실험에서는 floating point를 가정하였지만, 실제 제작된 TxID 신호분석기는 fixed point 기반이기 때문이다. 그림 12 (b)는 상관길이가 64,896일 때 송신기의 수와 BR에 따른 수학적 (14)에 의해 계산된 SDR 값과 실제 실험실에서 측정된 SDR의 비교를 나타낸다. 그림 12 (b)를 위한 실험실 테스트에서는 AWGN 채널과 1회의 앙상블 평균을 가정하였다. 그림 12 (b)에 의하면, 계산된 SDR 값과 실제 측정된 SDR 값과의 오차는 BR이 낮을수록(즉, 삽입레벨이 낮을수록), 그리고 송신기의 개수가 많을수록 증가하는 것을 볼 수 있다.

그림 13은 앞 절의 전산실험에서 사용된 15 dB의 CNR을 가지는 SFN 환경(Tx #1, Tx #2, Tx #3)에서 각각의 송신기가 다중경로(표2, 표3, 표4) 채널을 가질 때, BR = -21 dB, 상관길이 = 64,896, 그리고 앙상블 평균횟수 = 25에서 SFN의 채널 프로파일 및 각 송신기의 채널 프로파일을 나타낸다. 또한, 그림 14는 SFN 환경(Tx #1, Tx #2, Tx #3)에서 각각의 송신기가 AWGN 채널을 가지고 BR = -21 dB 및 CNR = 2.5 dB일 때, TxID 분석기의 입력 스펙트럼 및 검출된 SFN의 채널프로파일(앙상블 평균 = 30, 상관길이 = 64,896)을 나타낸다. 그림 14에 의하면, TxID 분석기는 매우 낮은 CNR에서도 동작함을 알 수 있다.

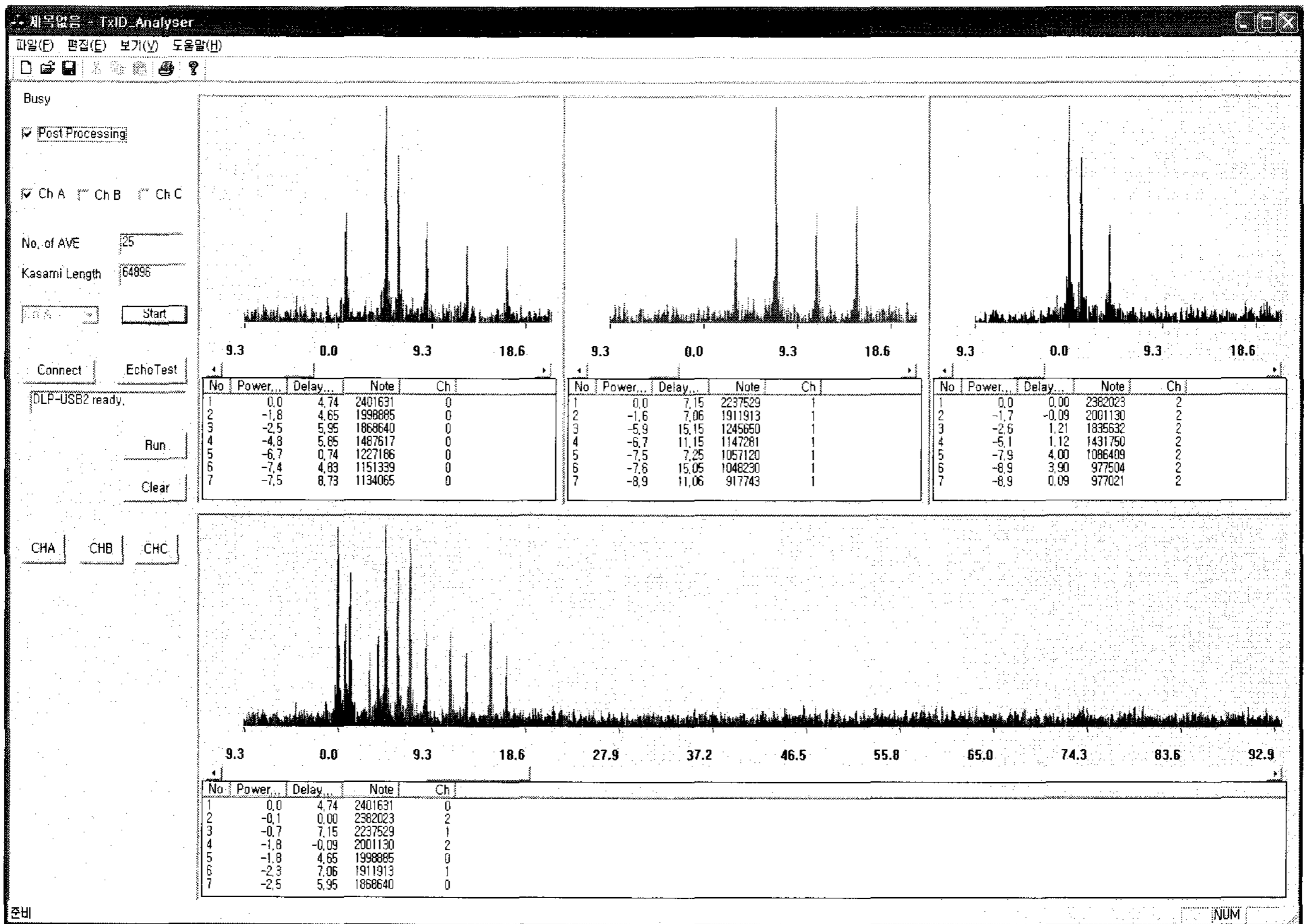
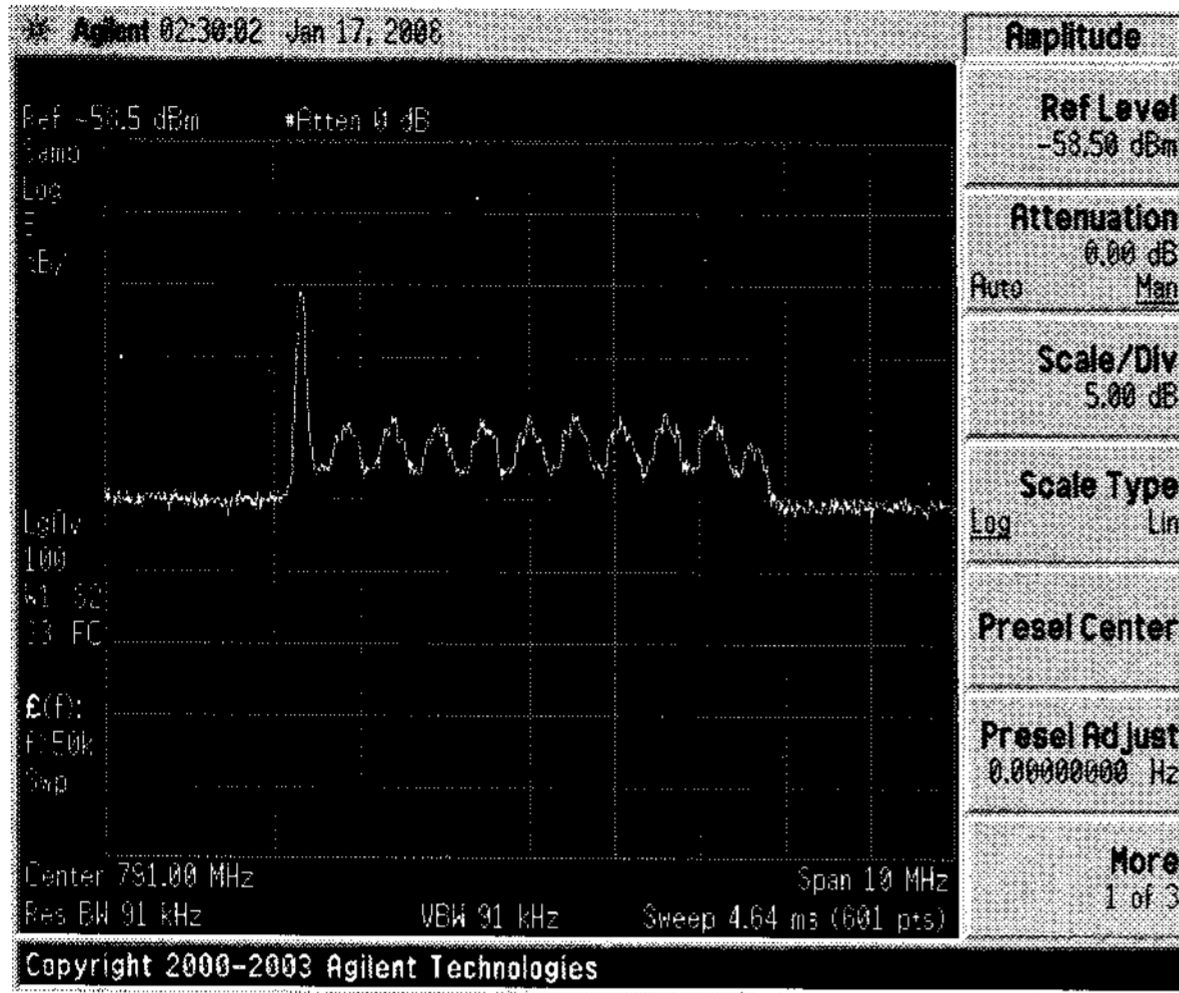
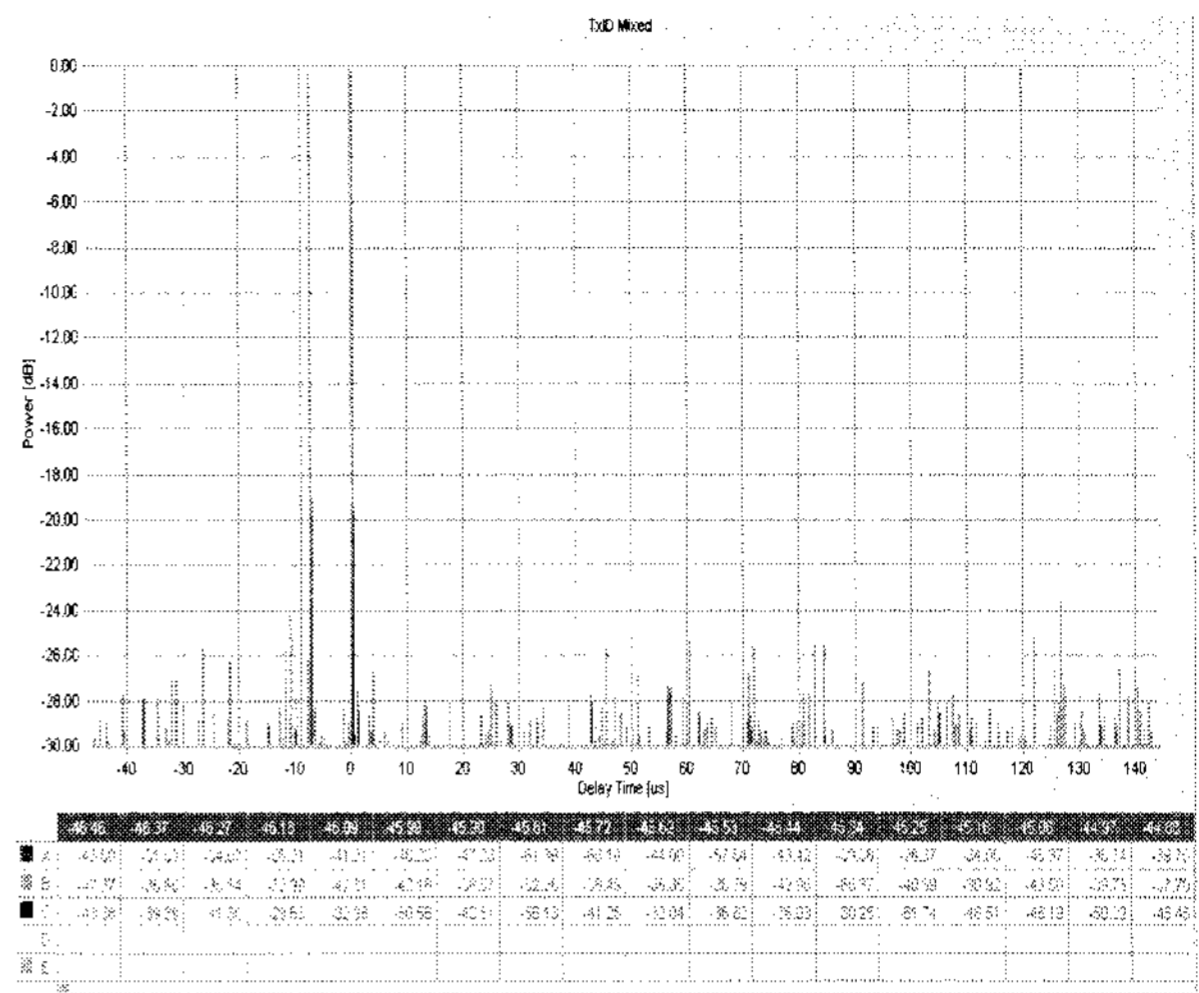


그림 13. SFN 환경에서 각각의 송신기가 다중경로 채널을 가질 때, BR = -21 dB, 상관길이 = 64,896, 그리고 앙상블 평균횟수 = 25에서 SFN의 채널 프로파일 및 각각의 송신기의 채널 프로파일.  
 Fig. 13. Channel profile results in SFN environment (3 transmitters) under multipath channel (BR = -21 dB, correlation length = 64,896, and number of ensemble averages = 25).



(a)



(b)

그림 14. (a) 2.5 dB CNR을 가지는 수신신호의 스펙트럼. (b) 구현된 하드웨어를 통해 검출된 채널 프로파일 (BR = -21 dB, 상관길이 = 64,896, 그리고 앙상블 평균횟수 = 30).

Fig. 14. (a) Spectrum of received signals at 2.5 dB CNR. (b) Channel profiler results (BR = -21 dB, correlation length = 64,896, and number of ensemble averages = 30).

### V. 결론

본 논문에서는 TxID 신호로 사용되는 Kasami 수열의 생성 및 VSB 신호로의 삽입방법에 대해 살펴보았고, TxID 신호의 효율적인 분석을 위해 TxID 신호분석기의 구조를 제안하고 수학적 분석 결과를 제시하였다. 또한, 전산실험을 통해 제안된 TxID 신호분석기의 구조 및 성능을 검증하였고, 실험실 테스트를 통해 실제 구현된 TxID 신호분석기의 성능을 확인하였다. 제안된 TxID 신호분석기의 성능은 TxID 신호의 삽입레벨( $\alpha$ )의 제곱과 상관길이( $M$ )에 로그비율로 비례하였으며, TxID 신호가 삽입된 송신기의 수( $T$ )와 잡음의 분산( $\sigma^2$ )에 로그비율로 반비례하였다.

본 논문에서 고찰된 TxID 신호분석기는 DTxT 혹은 DOCR을 이용하여 SFN을 구성할 때, 수신환경을 효율적으로 분석하여 SFN 채널정보를 제공함으로써 망내의 송신기 혹은 중계기의 송출시간 및 출력전력을 제어하여 효율적인 망구축이 가능하게 할 것으로 기대된다. 향후에는 TxID 신호분석기의 분석성능을 향상시키기 위한 새로운 알고리즘과 하드웨어의 개선에 대한 연구가 필요할 것이다.

### 참고 문헌

- [1] ATSC, "Standard A/110: Synchronization Standard for Distributed Transmission," Advanced Television Systems Committee, Washington, D.C., July 2004.
- [2] ATSC, "Recommended Practice A/111: Design of Synchronized Multiple Transmitter Networks," Advanced Television Systems Committee, Washington, D.C., Sept. 2004.
- [3] 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.
- [4] S. W. Kim, Y.-T. Lee, S. I. Park, H. M. Eum, J. H. Seo, and H. M. Kim, "Equalization Digital On-Channel Repeater in Single Frequency Networks," IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 52, no. 2, June 2006.
- [5] K. Salehian, Y. Wu and B. Caron, "Design Procedures and Field Test of a Distributed-Translator Network, and a Case Study for an Application of Distributed-Transmission," IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 52, no. 3, pp 281-291, Sept. 2006.
- [6] 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 Single Frequency Network ATSC System," IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 53, no. 1, pp 23-37, Mar. 2007.
- [7] G. May and P. Unger, "A New Approach for Transmitting Local Content Within Digital Single Frequency Broadcast Networks," IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 53, no. 4, pp 732-737, Dec. 2007.
- [8] H. M. Kim, S. I. Park, J. H. Seo, H. Eum, Y.-T. Lee, S. I. Lee, and H. Lee, "Modulation and Pre-equalization Method to minimize time de-

lay in Equalization Digital On-Channel Repeater," accepted for publication in IEEE Trans. on Broadcasting.

- [9] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences," IEEE Proc., Vol. 68, No. 5,

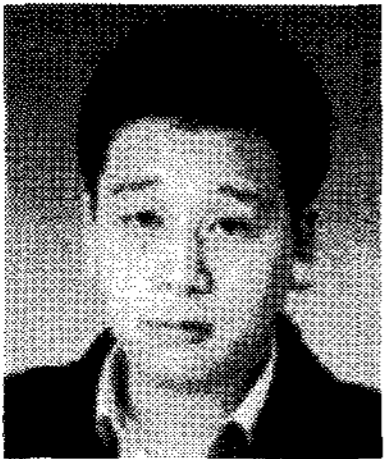
pp. 593-619, May 1980.

- [10] X. Wang, Y. Yu, and B. Caron, "Transmitter Identification Using Embedded Pseudo Random Sequences," IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 50, No. 3, pp. 244-252, Sept. 2004.

---

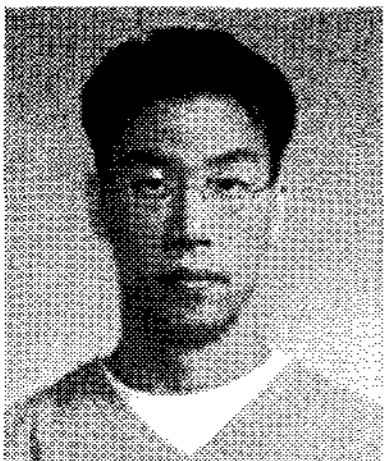
## 저 자 소 개

---



### 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



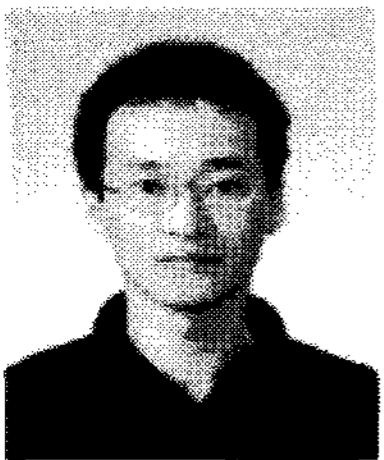
### 이 재 영

- 1996년 9월 ~ 2001년 5월 : Rutgers University 전자공학과 (공학사)
- 2001년 9월 ~ 2003년 5월 : University of Wisconsin 전자공학과 (공학석사)
- 2003년 6월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구그룹 지상파방송기술연구팀 연구원
- 주관심분야 : 디지털 신호처리, DTV 전송시스템



### 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