

일반논문-09-14-3-05

TxID 신호를 이용한 수신전력 추정

박 성 익^{a)}, 김 흥 목^{a)}, 오 왕 록^{b)‡}

Reception Power Estimation using TxID Signal

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

요 약

ATSC 방식의 지상파 디지털 TV 방송에서는 단일 주파수 망(SFN: Single Frequency Network) 구성 시 송신기들과 중계기들의 단일 주파수 사용에 따른 간섭 문제가 발생한다. 송신기와 송신기, 송신기와 중계기, 그리고 중계기와 중계기 간의 단일 주파수 사용에 따른 간섭문제를 해결하기 위해서는 방송망에 대한 채널 프로파일과 각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력이 필요하다. 이를 위해 ATSC 권고에서는 각 송신기 및 중계기에 식별(TxID: Transmitter Identification) 신호를 할당하여 송신 및 중계 신호에 추가하여 전송한다. 본 논문에서는 TxID 신호를 이용하여 SFN 방송망의 채널 프로파일을 검출하고, 별도의 수신전력 계측장치를 통해 SFN 방송망의 전체 수신전력을 측정된 후, 검출된 채널 프로파일과 측정된 전체 수신전력을 이용하여 각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력을 추정하는 방법을 제안한다. 또한, 필드 테스트를 통해 제안된 수신전력 추정방법의 성능을 검증한다.

Abstract

In a single frequency network (SFN) for Advanced Television Systems Committee (ATSC) terrestrial digital television (DTV) system, the interference due to the use of same frequency among multiple transmitters or repeaters is inevitable for receivers. This problem can be solved by adjusting transmit power and time of each transmitter and repeater. To adjust SFNs, the ATSC recommended practice (RP) introduces a transmitter identification (TxID) signal which is embedded in a signal from each transmitter or repeater. This paper proposes an efficient method to estimate the individual reception power from each transmitter or repeater based on the channel profile of SFN and the total reception power. Moreover, field test results are provided to evaluate the performance of the proposed method.

Keywords : ATSC, SFN, TxID, Reception Power

1. 서 론

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 각각의 송신기 또는 중계기에 서로 다른 주파수를 할당하여 방

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. [2009-S-015, 지상파 DTV 전송 효율고도화 기술개발]

· 접수일(2008년12월29일), 수정일(1차:2009년2월27일, 2차:2009년3월24일), 게재확정일(2009년4월2일)

송망을 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 이용측면에서 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^[1-6]. DTxT와 DOCR를 이용하여 SFN을 구성할 경우 주파수 이용 효율은 높일 수 있으나, 송신기들과 중계기들의 단일 주파수 사용으로 인해 수신기에서는 많은 간섭 신호가 존재하는 것으로 인식하게 된다. 송신기와 송신기, 송신기와 중계기, 그리고 중계기와 중계기 간의 단일 주파수 사용에 따른 간섭문제는 방송망에 대한 채널 프로파일과

각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력을 측정 한 후, 송신기 혹은 중계기의 출력전력 및 상대적인 송출시간 조정과 같은 방송망 제어를 통해 해결 가능하다. 이러한 망 제어를 용이하게 하기 위해 ATSC Recommended Practice (RP) A/111에서는 각 송신기 및 중계기에 상관 (correlation) 특성이 우수한 TxID (Transmitter Identification) 신호를 할당하여 송신 및 중계 신호에 부가하여 전송한다^{[1][2]}. 방송망에 대한 채널 프로파일은 TxID 신호분석기를 통해 TxID 신호를 검출 및 분석함으로써 획득 가능하다^[7]. 하지만, 각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력은 측정을 원하는 송신기 혹은 중계기만 켜고 다른 송신기 혹은 중계기를 모두 끈 상태에서 측정해야 한다. 이와 같은 전력측정 방법은 송신기 및 중계기가 방송을 송출 및 중계하고 있는 상황에서는 불가능하다. 또한, 송신기 및 중계기가 방송을 송출하지 않는 야간에 측정한다 할지라도 많은 시간과 비용이 요구된다.

본 논문에서는 TxID 신호를 이용하여 단일 주파수 방송망의 채널 프로파일을 검출하고, 별도의 수신전력 계측장치를 통해 SFN 방송망의 전체 수신전력을 측정 한 후, 검출된 채널 프로파일과 측정된 전체 수신전력을 바탕으로 각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력을 추정하는 방법을 제안한다. 또한, 필드 테스트를 통해 제안된 수신전력 추정방법의 성능을 검증한다.

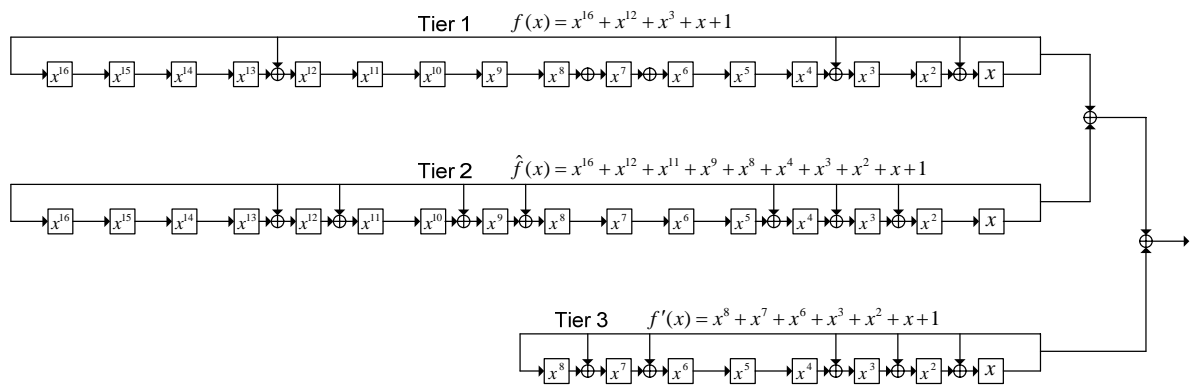


그림 1. Kasami 수열 생성기
Fig. 1. Kasami sequences generator

II. TxID 신호

ATSC RP A/111에서는 SFN 구성을 위해 송신기 혹은 중계기의 식별신호로 Kasami 수열을 사용한다^[2]. Kasami 수열은 차수(n)가 짝수 일 때 존재하며, 'Large set'과 'Small set'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^[8]. ATSC RP A/111에서 정의된 Kasami 수열은 $n = 16$ 인 'Large set'이며, MSRГ (Modular Shift Register Generator) 형태의 Kasami 수열 생성기는 그림 1과 같다.

Kasami 수열은 필드싱크(field sync) 신호를 제외한 모든 VSB 데이터에 삽입되며, Kasami 수열 삽입 전후에서의 신호 성상은 그림 2와 같다. 한 필드에서 필드싱크 세그먼트

(segment)를 제외한 312 데이터 세그먼트의 총 심볼 수는 259,584 ($=312 \cdot 832$)이고 Kasami 수열의 주기는 65,535($=2^{16} - 1$)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 한다^{[2][9]}.

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

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

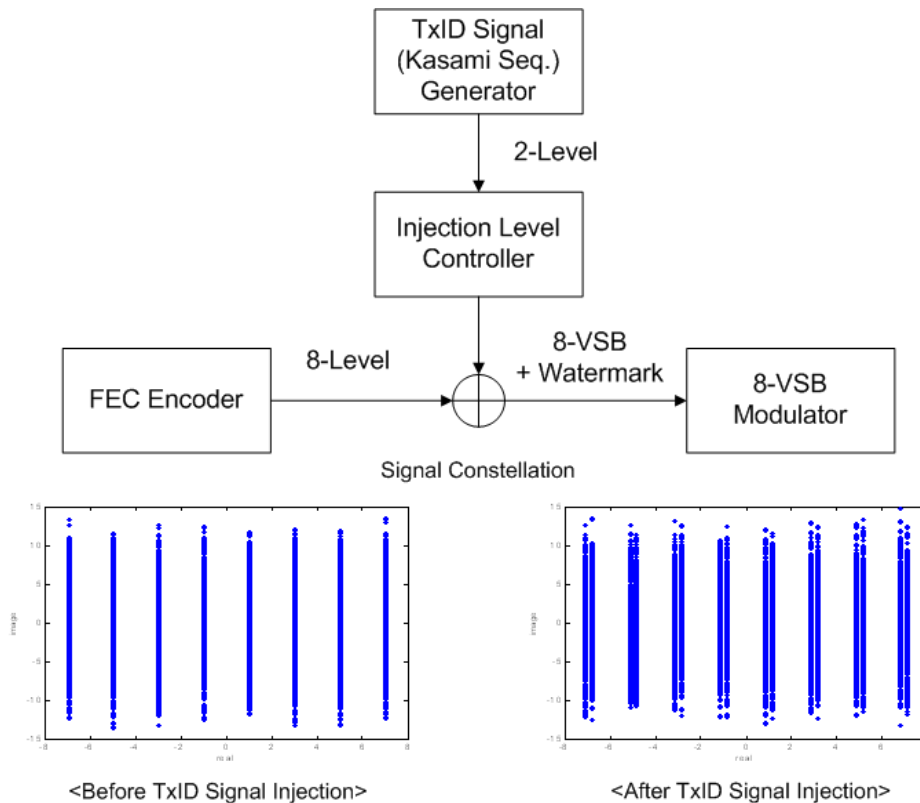


그림 2. Kasami 수열 삽입 전후에서의 신호 성상.

Fig. 2. Signal constellation before and after Kasami sequence insertion.

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

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

ATSC RP A/111에서는 -30 dB의 BR ($\alpha=0.1449$) 사용을 권장하고 있다.

III. TxID 신호를 이용한 수신전력 추정

본 절에서는 TxID 신호를 이용한 각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력 추정방법을 제안하며, 그 과정은 그림 3과 같다. 먼저, TxID 신호 분석기는 송신기 및 중계기에 워터마크 형태로 삽입된 TxID 신호의 검출 및 분석을 통해 각각의 송신기 혹은 중계기에 대한 채널 프로파일 및 전체 망에 대한 채널 프로파일을 검출한다. 다음으로, 모든 송신기 및 중계기가 켜진 상황에서 일반 수신전력 계측장

비를 통해 전체 수신전력을 측정한다. 마지막으로, 검출된 채널 프로파일과 측정된 전체 수신전력을 바탕으로 각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력을 추정한다.

1. TxID 신호분석기

TxID 신호분석기는 SFN 환경에서 각각의 송신기(혹은 중계기)에 대한 채널 프로파일 및 전체 망에 대한 채널 프로파일을 검출하며, 그 구조는 그림 4와 같다. TxID 신호분석기는 송신기 혹은 중계기로부터 TxID 신호가 삽입된 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

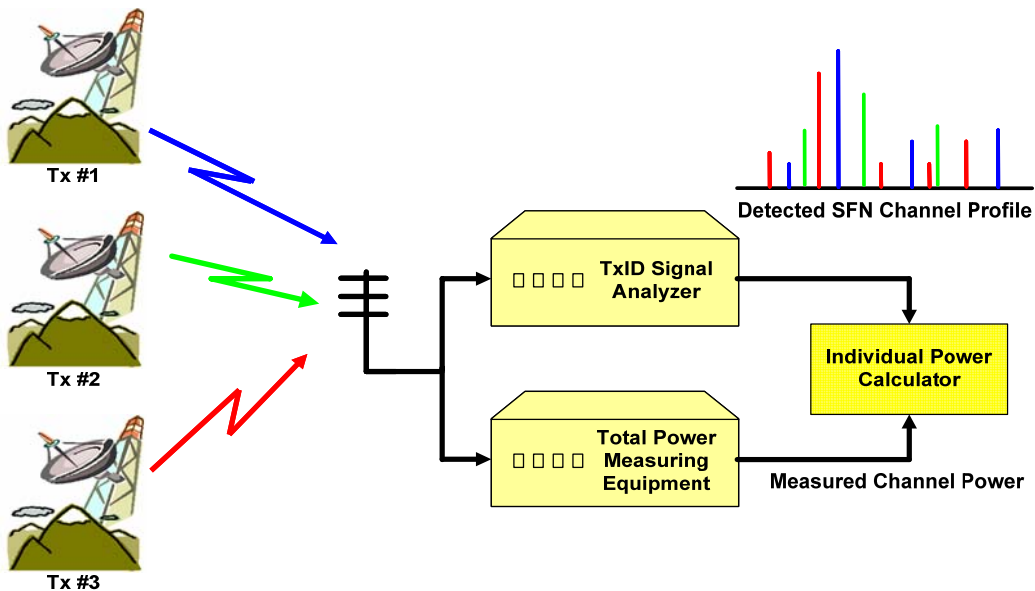


그림 3. TxID 신호를 이용한 개별 수신전력 추정 과정.
Fig. 3. Individual receiving power estimation using TxID signal

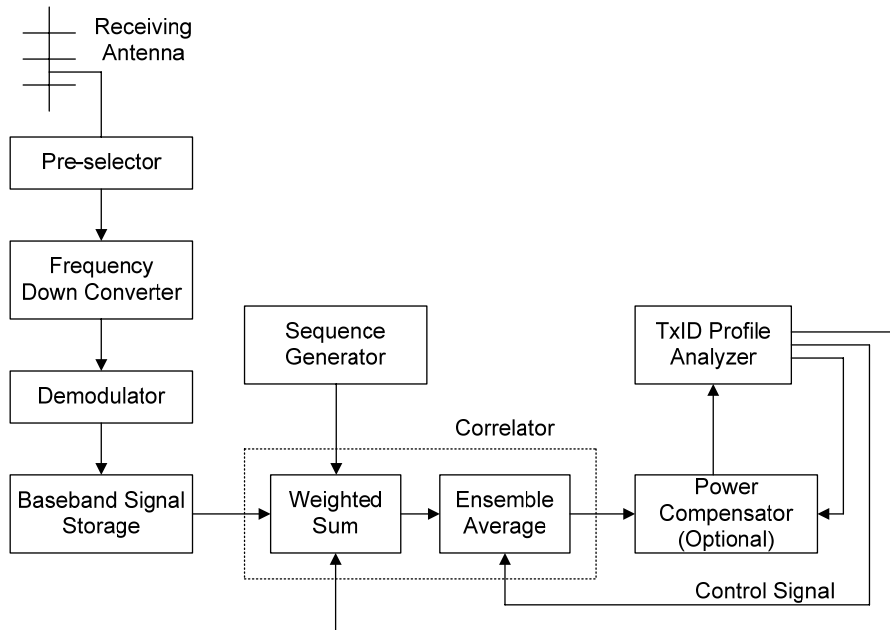


그림 4. TxID 신호분석기의 구조.
Fig. 4. Structure of TxID signal analyzer.

검출된 TxID 신호의 프로파일에서 다중경로 신호의 쪼개짐을 방지하기 위한 전력 보상기; 전력 보상기에 의해 출력된 TxID 신호의 프로파일을 분석하는 TxID 프로파일 분석부(profile analyzer)로 구성된다. TxID 신호분석기 작동에 관한 상세한 내용은 참고문헌 [7]에 나타난다.

2. 전력 검출 공식 유도

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:

$$d'_i(k) = d(k) + \alpha \cdot x_i(k) \tag{3}$$

여기서 α 는 삽입레벨을 나타내며, 각 송신기 혹은 중계기마다 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 송신기 혹은 중계

기로부터 수신된 신호, $r_i(k)$ 는 다음과 같다:

$$r_i(k) = d'_i(k) \otimes h_i + w_i(k) \tag{4}$$

여기서 \otimes 는 convolution 연산을 의미하며, $w_i(k)$ 는 i 번째 송신기 혹은 중계기에 대한 잡음 신호(평균=0, 분산= σ^2)를 나타낸다. i 번째 송신기 혹은 중계기에 의해 야기된 채널이 정적(static)이라고 가정하면, $h_i(k)$ 는 다음과 같다:

$$h_i(k) = \sum_{l_i=0}^{L_i-1} c_{l_i} \cdot \delta(k-l_i) \tag{5}$$

여기서 c_{l_i} 와 $\delta(k-l_i)$ 는 i 번째 송신기에 의해 야기된 l 번째 다중경로 신호의 크기와 시간지연을 각각 나타낸다. T 개의 송신기가 존재한다고 가정하면, 수신신호는 다음과 같다:

$$r(k) = \sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i + w_i(k)] \tag{6}$$

수신신호의 평균전력, 즉, $E\{r^2(k)\}$ 는 다음과 같다:

$$\begin{aligned}
E\{r^2(k)\} &= E\left\{\left(\sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k) + w_i(k)]\right)^2\right\} \\
&= E\left\{\sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot \sum_{m=1}^T [d'_m(k) \otimes h_m(k)]\right\} + E\left\{\sum_{i=1}^T w_i(k) \cdot \sum_{m=1}^T w_m(k)\right\} \\
&\quad + 2 \cdot E\left\{\sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot \sum_{m=1}^T w_m(k)\right\}
\end{aligned} \tag{7}$$

$E\{r^2(k)\}$ 는 를 계산하기에 앞서, DTV 신호의 몇 가지 특징과 lemma를 살펴보자.

- 특징 1. $d(k)$, $w(k)$, 그리고 $x(k)$ 는 각각 독립이다.
특징 2. $E\{d(k)\}=0$ 이고, $E\{x(k)\}=0$ 이다.
특징 3. 만약 $k_1 \neq k_2$ 이면, $d(k_1)$ 와 $d(k_2)$ 는 독립이다.
특징 4. $E\{d^2(k)\}=21$ 이고, $E\{x^2(k)\}=1$ 이다.

Lemma 1. $E\{d'(k)\}=0$ 이다.

증명: 특징 2에 의해,

$$\begin{aligned}
E\{d'(k)\} &= E\{d(k) + \alpha \cdot x(k)\} \\
&= E\{d(k)\} + \alpha \cdot E\{x(k)\} \\
&= 0
\end{aligned}$$

이다.

Lemma 2. $E\{d'(k_1) \cdot d'(k_2)\} \approx 0$ 이다.

증명: 특징 1, 2, 그리고 3에 의해,

$$\begin{aligned}
E\{d'(k_1) \cdot d'(k_2)\} &= E\{d(k_1) \cdot d(k_2)\} + \alpha \cdot E\{x(k_1) \cdot x(k_2)\} \\
&\quad + \alpha \cdot E\{d(k_2) \cdot x(k_1)\} + \alpha^2 \cdot E\{x(k_1) \cdot x(k_2)\} \\
&= E\{d(k_1)\} \cdot E\{d(k_2)\} + \alpha \cdot E\{d(k_1)\} \cdot E\{x(k_2)\} \\
&\quad + \alpha \cdot E\{d(k_2)\} \cdot E\{x(k_1)\} + \alpha^2 \cdot E\{x(k_1) \cdot x(k_2)\} \\
&= \alpha^2 \cdot E\{x(k_1) \cdot x(k_2)\}
\end{aligned}$$

이다. Kasami 수열의 상관특징($E\{x'(k_1) \cdot x'(k_2)\} \approx 0$)을 이용하면, $E\{d'(k_1) \cdot d'(k_2)\} \approx 0$ 이다.

Lemma 3. $E\{d'(k) \otimes h(k)\} \approx 0$ 이다.

증명: Lemma 1에 의해,

$$\begin{aligned}
E\{d'(k) \otimes h(k)\} &= E\left\{\sum_{l=0}^{L-1} c_l \cdot d'(k-l)\right\} \\
&= \sum_{l=0}^{L-1} c_l \cdot E\{d'(k-l)\} \\
&= 0
\end{aligned}$$

이다.

Lemma 4. 만약 $m \neq n$ 이면, $E\{[d'_m(k) \otimes h_m(k)] \cdot [d'_n(k) \otimes h_n(k)]\} \approx 0$ 이다.

증명: Lemma 2에 의해,

$$\begin{aligned}
&E\{[d'_m(k) \otimes h_m(k)] \cdot [d'_n(k) \otimes h_n(k)]\} \\
&= E\left\{\left[\sum_{l_m=0}^{L_m-1} c_{l_m} \cdot d'_m(k-l_m)\right] \cdot \left[\sum_{l_n=0}^{L_n-1} c_{l_n} \cdot d'_n(k-l_n)\right]\right\} \\
&= E\left\{\sum_{l_m=0}^{L_m-1} \sum_{l_n=0}^{L_n-1} c_{l_m} \cdot c_{l_n} \cdot d'_m(k-l_m) \cdot d'_n(k-l_n)\right\} \\
&= \sum_{l_m=0}^{L_m-1} \sum_{l_n=0}^{L_n-1} c_{l_m} \cdot c_{l_n} \cdot E\{d'_m(k-l_m) \cdot d'_n(k-l_n)\} \\
&\approx 0
\end{aligned}$$

이다.

Lemma 5. $E\{d'^2(k)\}=21 + \alpha^2$ 이다.

증명: 특징 1, 2, 그리고 3에 의해,

$$\begin{aligned}
E\{d'^2(k)\} &= E\{[d(k) + \alpha \cdot x(k)]^2\} \\
&= E\{d^2(k)\} + \alpha^2 \cdot E\{x^2(k)\} + 2 \cdot \alpha \cdot E\{d(k) \cdot x(k)\} \\
&= 21 + \alpha^2 + 2 \cdot \alpha \cdot E\{d(k)\} \cdot E\{x(k)\} \\
&= 21 + \alpha^2
\end{aligned}$$

이다.

Lemma 6. $E\{[d'(k) \otimes h(k)]^2\} \approx (21 + \alpha^2) \cdot \sum_{l=0}^{L-1} c_l^2$ 이다.

증명: Lemma 2와 5에 의해,

$$\begin{aligned}
&E\{[d'(k) \otimes h(k)]^2\} \\
&= E\left\{\left[\sum_{l=0}^{L-1} c_l \cdot d'(k-l)\right] \cdot \left[\sum_{m=0}^{L-1} c_m \cdot d'(k-m)\right]\right\} \\
&= E\left\{\sum_{l=0}^{L-1} c_l^2 \cdot d'^2(k-l) + \sum_{\substack{l=0 \\ m \neq l}}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} c_l \cdot c_m \cdot d'(k-l) \cdot d'(k-m)\right\} \\
&= \sum_{l=0}^{L-1} |c_l|^2 \cdot E\{d'^2(k-l)\} + \sum_{\substack{l=0 \\ m \neq l}}^{L-1} \sum_{m=0}^{L-1} c_l \cdot c_m \cdot E\{d'(k-l) \cdot d'(k-m)\} \\
&\approx (21 + \alpha^2) \cdot \sum_{l=0}^{L-1} c_l^2
\end{aligned}$$

이다.

$$\begin{aligned}
 & E \left\{ \sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot \sum_{m=1}^T [d'_m(k) \otimes h_m(k)] \right\} \\
 &= E \left\{ \sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)]^2 \right\} + E \left\{ \sum_{i=1}^T \sum_{\substack{m=1 \\ i \neq m}}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot [d'_m(k) \otimes h_m(k)] \right\} \\
 &= \sum_{i=1}^T E \left\{ [d'_i(k) \otimes h_i(k)]^2 \right\} + \sum_{i=1}^T \sum_{\substack{m=1 \\ i \neq m}}^T E \left\{ [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot [d'_m(k) \otimes h_m(k)]^* \right\} \\
 &\approx (21 + \alpha^2) \cdot \sum_{i=1}^T \left\{ \sum_{l_i=0}^{L_i-1} c_{l_i}^2 \right\}.
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}
 E \left\{ \sum_{i=1}^T w_i(k) \cdot \sum_{m=1}^T w_m(k) \right\} &= E \left\{ \sum_{i=1}^T w_i^2(k) \right\} + E \left\{ \sum_{i=1}^T \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^T w_i(k) \cdot w_m(k) \right\} \\
 &= \sum_{i=1}^T E \left\{ w_i^2(k) \right\} + \sum_{i=1}^T \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^T E \left\{ w_i(k) \right\} \cdot E \left\{ w_m(k) \right\} \\
 &= \sum_{i=1}^T \sigma_i^2.
 \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
 & E \left\{ \sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot \sum_{m=1}^T w_m(k) \right\} \\
 &= E \left\{ \sum_{i=1}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot w_i(k) \right\} + E \left\{ \sum_{i=1}^T \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^T [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot w_m(k) \right\} \\
 &= \sum_{i=1}^T E \left\{ [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \cdot E \left\{ w_i(k) \right\} \right\} + \sum_{i=1}^T \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^T E \left\{ [d'_i(k) \otimes h_i(k)] \right\} \cdot E \left\{ w_m(k) \right\} \\
 &= 0.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Lemma 4, 5, 그리고 6을 이용하면, 식 (7)의 첫 번째 항은 식 (8)과 같다. $E\{w_i(k)\}=0$ 이고 $E\{w_i^2(k)\}=\sigma_i^2$ 이기 때문에, 식 (7)의 두 번째 항은 식 (9)와 같다. $d'(k) \otimes h(k)$ 와 $w(k)$ 가 각각 독립이란 성질과 lemma 3을 이용하면, 식 (7)의 세 번째 항은 식 (10)과 같다. 식 (8), (9), 그리고 (10)을 이용하면, $E\{r^2(k)\}$ 는 다음과 같이 계산된다:

$$E\{r^2(k)\} \approx (21 + \alpha^2) \cdot \sum_{i=1}^T \left\{ \sum_{l_i=0}^{L_i-1} c_{l_i}^2 \right\} + \sum_{i=1}^T \sigma_i^2. \tag{11}$$

실제 측정된 평균 수신전력을 $P_{RX,AVE}$ 라 두면, i 번째 송신기 혹은 중계기로부터의 계산된 수신전력은 다음과 같다:

$$P_{RX_AVE, i-th\ TX} \approx \frac{(21 + \alpha^2) \cdot \left(\sum_{l_i=0}^{L_i-1} c_{l_i}^2 \right) + \sigma_i^2}{(21 + \alpha^2) \cdot \sum_{i=1}^T \left\{ \sum_{l_i=0}^{L_i-1} c_{l_i}^2 \right\} + \sum_{i=1}^T \sigma_i^2} \cdot P_{RX_AVE}. \tag{12}$$

또한, σ^2 를 구하기 위한 평균 신호 전력 대 평균 잡음의 비는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \frac{\text{Average Signal Power}}{\text{Average Noise Power}} &= \frac{E_s}{N_0/2} \\
 &= \frac{21}{\sigma^2}
 \end{aligned} \tag{13}$$

여기서, E_s 와 N_0 는 심볼 에너지와 백색잡음(white noise)의

전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)를 각각 나타낸다. 식 (13)를 이용하여 잡음의 분산, σ^2 를 구하면 다음과 같다.

$$\sigma^2 = \frac{21}{2 \cdot E_s/N_0} \tag{14}$$

식 (14)에 의해 계산된 잡음의 분산은 $CNR(E_s/N_0)$ 이 낮아질수록 증가하지만, 일반적으로 DTV 신호전력은 잡음전력보다 충분히 크기 때문에, 식 (12)는 다음과 같이 근사화된다.

$$P_{RX_AVE, i-th\ TX} \approx \frac{\sum_{l_i=0}^{L_i-1} C_{l_i}^2}{\sum_{i=1}^T \left\{ \sum_{l_i=0}^{L_i-1} C_{l_i}^2 \right\}} \cdot P_{RX_AVE} \tag{15}$$

IV. 필드 테스트 결과

본 논문에서는 제안된 개별 수신전력 추정방법의 성능을 검증하기 위해 실제 필드 테스트를 수행하였다. 필드 테스트를 위해 단층 건물 및 고층 빌딩이 많고, 오타와 강 쪽으로

하향 경사진 캐나다 오타와 시내 지역이 선정되었다. 오타와 시내의 측정지점 (16 지점) 및 2대의 송신기 위치는 그림 5와 같고, 2대의 송신기에 관한 정보는 표 1과 같다. 열악한 환경에서의 측정을 위해, 모든 측정은 도로 옆 인도에서 1.5m 높이의 무지향성(Omni-directional) 안테나를 사용하였다. 또한, 대부분의 측정 지점에서는 2대의 송신기로부터 신호가 동시에 수신되며, 자동차 및 주변 건물로 인한 강한 정적/동적 다중경로가 존재한다.

표 1. 2대의 송신기 정보

Table 1. Information of two transmitters.

	Tx 1 (St. Laurent)	Tx 2 (Portage)
Location	505 St-Laurent Street, Ottawa	Place du Portage, Phase I
GPS	45°26'34" (N) / 75°38'49" (W)	45°25'42" (N) / 75°42'46" (W)
Height	76 meters above ground	88 meters above ground
Antenna Gain	7.33 dBd (9.47 dBi)	5.46 dBd (7.6 dBi)
Estimated EIRP	600 Watts	300 Watts
BR	-30 dB	-30 dB

그림 6은 12번 site에서 TxID 신호분석기를 통해 측정된

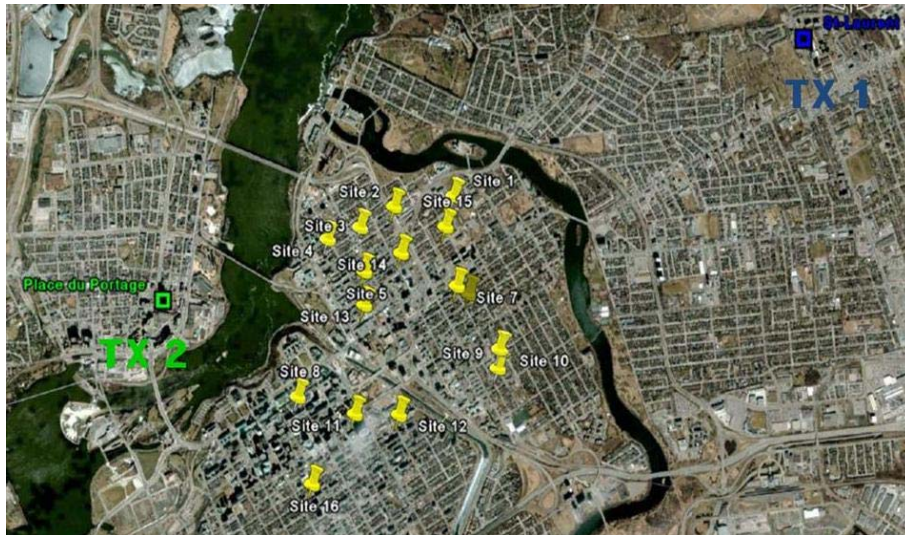


그림 5. 16개의 측정 지점 및 두 송신기의 위치.
Fig. 5. 16 test points and location of two transmitters

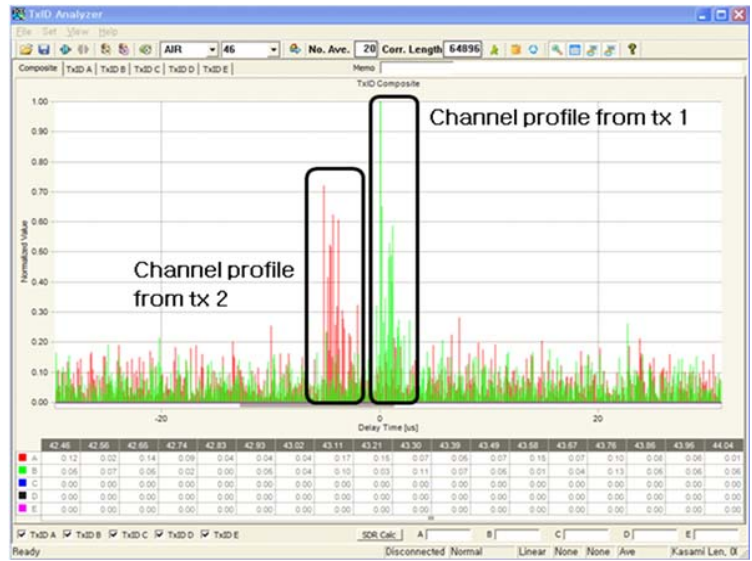


그림 6. 12번 site에서의 채널 프로파일
 Fig. 6. Channel profile of site 12

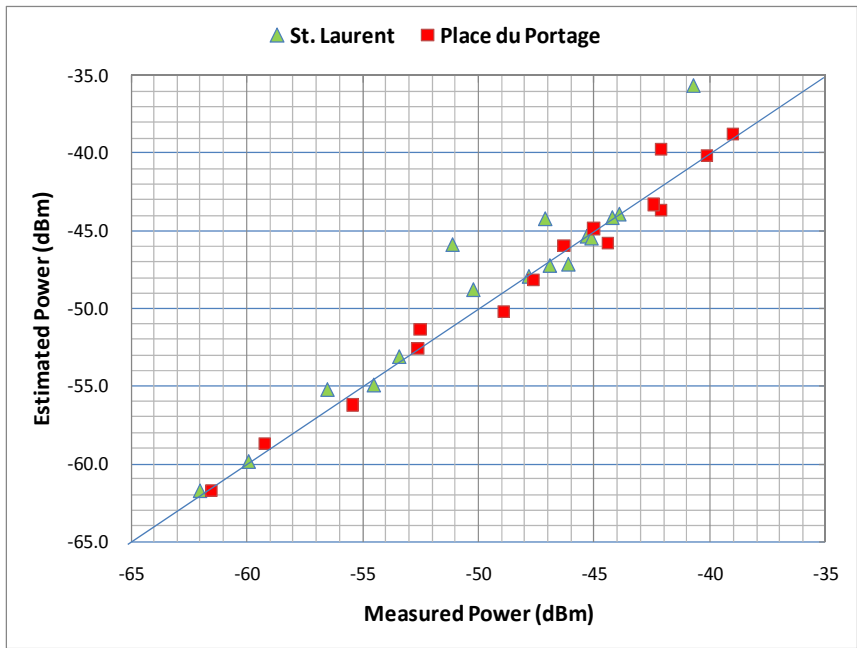


그림 7. 실측된 개별 수신전력과 추정된 개별 수신전력의 차이.
 Fig. 7. Differences between the estimated and measured individual receiving power.

2대의 송신기에 대한 채널 프로파일 및 전체 망에 대한 채널 프로파일을 나타낸다. TxID 신호의 용이한 검출을 위해

앙상블 평균(ensemble average) 횟수와 상관길이를 20과 64,896로 설정하였다. 그림 6에서 녹색은 Tx 1 (St. Laurent)

표 2. 각각의 송신기로부터의 개별 수신전력
Table 2. Individual receiving power from each transmitter

Site #	Measured total power [dBm]	Tx 1 (St. Laurent)		Tx 2 (Portage)	
		Measured [dBm]	Estimated [dBm]	Measured [dBm]	Estimated [dBm]
1	-41.6	-51.1	-45.9	-42.1	-43.6
2	-34.2	-40.7	-35.6	-42.1	-39.7
3	-43.4	-46.1	-47.1	-44.4	-45.8
4	-37.6	-43.9	-43.9	-39	-38.8
5	-43.5	-45.3	-45.3	-47.6	-48.1
6	-45.8	-46.9	-47.2	-52.5	-51.3
7	-45.9	-47.8	-47.9	-48.9	-50.2
8	-43	-56.5	-55.2	-42.4	-43.3
9	-44.1	-44.2	-44.1	-63.8	-65.2
10	-56.2	-59.9	-59.9	-59.2	-58.6
11	-49.8	-53.4	-53.1	-52.6	-52.5
12	-52.5	-54.5	-54.9	-55.4	-56.2
13	-41.5	-47.1	-44.2	-45	-44.8
14	-39	-45.1	-45.5	-40.1	-40.1
15	-44.1	-50.2	-48.8	-46.3	-45.9
16	-58.7	-62	-61.7	-61.5	-61.7

에 의해 야기된 채널 프로파일이며, 붉은색은 Tx 2 (Portage)에 의해 야기된 채널 프로파일이다. 표 2는 그림 6과 같이 각 측정 site에서 검출된 채널 프로파일, 두 대의 송신기가 모두 켜졌을 때 측정된 전체 수신전력, 그리고 식 (15)를 바탕으로 추정된 각각의 송신기로부터의 개별 수신전력을 나타낸다. 또한, 표 2에는 각 송신기로부터 실측된 개별 수신전력이 추정된 개별 수신전력과의 비교를 위해 나타낸다. 그림 7은 실측된 개별 수신전력과 추정된 개별 수신전력의 차이를 나타낸다. 표 2와 그림 7에 의하면, 추정된 개별 수신전력과 실측된 개별 수신전력은 매우 비슷하며, 그 차이는 평균 1.0 dBm 이내이다.

V. 결론

본 논문에서는 TxID 신호를 이용하여 단일 주파수 방송망의 채널 프로파일을 검출하고, 별도의 수신전력 계측장

치를 통해 SFN 방송망의 수신전력을 측정된 후, 검출된 채널 프로파일과 측정된 수신전력을 이용하여 각각의 송신기 혹은 중계기로부터의 개별 수신전력을 추정하는 방법을 제안하였다. 또한, 필드 테스트를 통해 제안된 수신전력 추정 방법의 성능을 검증하였다. 필드 테스트 결과에 의하면, 제안된 방법에 의해 추정된 개별 수신전력과 실제 측정된 개별 수신전력은 매우 비슷하며, 그 차이는 평균 1.0 dBm 이내이었다.

본 논문에서 고찰된 TxID 신호를 이용한 전력측정 방법은 SFN을 구성할 때, 수신환경을 효율적으로 분석하여 SFN의 채널정보(개별 수신전력 및 채널 프로파일)를 제공함으로써 망내의 송신기 혹은 중계기의 송출시간 및 출력전력을 제어하여 효율적인 망구축이 가능하게 할 것으로 기대된다.

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 Trans. 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, pp. 137-146, 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 Trans. 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, March 2007.
- [7] S. I. Park, J.-Y. Lee, H. M. Kim, and W. Oh, "Transmitter Identification Signal Analyzer for Single Frequency Network," *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 54, no. 3, pp. 383-393, Sept. 2008.
- [8] 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.

[9] X. Wang, Y. Wu, and B. Caron, "Transmitter Identification Using

Embedded Pseudo Random Sequences," IEEE Trans. on Broadcasting, vol. 50, no. 3, pp. 244-252, Sept. 2004.

저 자 소 개



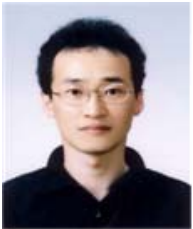
박 성 익

- 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



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