

정규논문(Regular Paper)

방송공학회논문지 제17권 제5호, 2012년 9월 (JBE Vol. 17, No. 5, September 2012)

<http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2012.17.5.864>

ISSN 1226-7953(Print)

## 단일 반송파 MIMO 시스템 기반의 PN 부호열을 이용한 반송파 주파수 오차 추정 기법

오종규<sup>a)</sup>, 김준태<sup>a)†</sup>

### Carrier Frequency Offset Estimation Method for Single-Carrier MIMO Systems

Jong Kyu Oh<sup>a)</sup> and Joon Tae Kim<sup>a)†</sup>

#### 요약

본 논문에서는 단일 반송파 MIMO 시스템 기반의 PN 부호열을 이용한 반송파 주파수 오차 추정 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 송신되는 각각의 PN 부호열들의 위상을 회전시켜 전송하여, 일부 PN 부호열들이 서로 상쇄되어 버리는 것을 방지한다. 수신한 PN 부호열과 수신기에서 자체 생성한 PN 부호열의 공액곱셈 연산을 통해 변조를 제거한 뒤, 다수의 자기 상관기를 이용한 ML (Maximum Likelihood) 알고리즘을 이용하여 반송파 주파수 오차를 추정한다. 또한 시변채널에서의 정확한 주파수 오차 추정을 위해 채널 정보를 이용한 주파수 오차 추정 구조를 제안하였다. 컴퓨터 모의실험을 통해, 송신 및 수신 안테나가 두 개인 2x2 MIMO 시스템에 제안하는 기법을 적용하고 L&R 알고리즘을 이용하여 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 환경 및 시변 Rayleigh 채널에서의 MSE (Mean Square Error) 성능을 측정하였다. 그 결과 AWGN 환경 상에서 MIMO 시스템에 적용한 제안된 기법의 MSE 성능이 SISO 시스템에서의 성능과 거의 동일함을 보였다. 또한 시변 Rayleigh 채널에서 제안된 채널 정보를 이용한 추정 기법의 MSE 성능이 기존 방법 및 SISO 시스템에 비해 높음을 보였다.

#### Abstract

In this paper, we propose a carrier frequency offset estimation method for single-carrier MIMO systems. In the proposed method, phase rotated PN (Pseudo-Noise) sequences are transmitted to prevent a cancelling out of partial PN sequences. After removing a modulation of received PN sequences by multiplying of complex conjugated PN Sequences which are locally generated in receiver, a CFO (Carrier Frequency Offset) is accurately estimated by employing L&R method which is a kind of ML (Maximum Likelihood) estimation algorithm and uses multiple auto-correlatos. In addition, the frequency offset estimation scheme by using channel state information is proposed for accurate CFO estimation in time-varying Rayleigh channel. By performing computer simulations, MSE (Mean Square Error) performance of proposed method is almost same as MSE performance of SISO systems in AWGN channel. Moreover, MSE Performance of proposed method with using channel information is higher than MSE performances of SISO system and conventional method in time-varying Rayleigh channel.

Keyword: Carrier Frequency Offset, MIMO Transmission Systems, Single Carrier

## I. 서론

최근 단일 반송파 기반의 주파수 축 등화 (Single Carrier Frequency Domain Equalization, SC-FDE) 기법을 채용한 SISO (Single-Input Single Output) 시스템에 대해 많은 연구들이 진행되었다<sup>[1][2]</sup>. 이러한 시스템의 경우, 프레임 단위로 데이터를 전송하며, 다중경로 채널에 대한 보호구간으로 CP (Cyclic Prefix), ZP (Zero Padding), 또는 PN (Pseudo Noise) 부호열 등을 채용한다. 이 중 PN 부호열을 보호구간으로 이용할 경우, PN 부호열만으로 다중경로 채널에 대한 보호구간의 기능뿐만 아니라 심벌 간 간섭(Inter Symbol Interference)을 제거하고 채널을 추정할 수 있기 때문에 주파수 효율을 높일 수 있는 장점이 있다<sup>[3][4]</sup>.

한편 BPSK로 변조되어 전송되는 PN 부호열은 약속된 심벌이기 때문에 수신기를 위한 반송파 동기에도 이용될 수 있다. 단일 반송파 SISO 시스템 기반의 약속된 훈련열 (Training Sequence)을 이용한 DA (Data Aided)-ML (Maximum Likelihood) 방식의 주파수 오차 추정 알고리즘들<sup>[5][7]</sup>이 잘 알려져 있으며, 연속한 훈련열들의 위상 차이를 다수의 자기상관기를 이용하여 정확하게 반송파 주파수 오차를 추정한다.

문헌 [8]에서는 단일 반송파 MIMO (Multi-Input Multi-Output) 시스템을 위해서 보호구간으로 PN 부호열을 채용하고, 이를 이용한 MIMO 채널 추정 기법을 제안하였다. 이러한 MIMO 시스템에서는 각각의 채널 추정을 위해 서로 상관성이 없는 다른 종류의 PN 부호열을 각각의 송신 안테나를 통해 전송하며, 송신된 PN 부호열들은 각각의 수신 안테나를 통해 합쳐져서 수신된다. 하지만 송신되는 서로 다른 두 개의 PN 부호열의 위상 차이가  $\pi$ 일 경우, 두 개의 PN 부호열이

상쇄되는 현상이 발생하여 위상 차이 값을 구하기가 어려워 반송파 주파수 오차 추정에 이용하기가 어렵다.

이에 본 논문에서는 단일 반송파 MIMO 시스템 기반의 PN 부호열을 이용한 반송파 주파수 오차 추정 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 송신되는 각각의 PN 부호열들의 위상을 회전시켜 전송하여, 일부 PN 부호열들이 서로 상쇄되어 버리는 것을 방지한다. 수신한 PN 부호열과 수신기에서 자체 생성한 PN 부호열의 공액곱셈 연산을 통해 변조를 제거한 뒤, 다수의 자기 상관기를 이용한 ML 알고리즘 계열의 L&R<sup>[5]</sup> 기법을 이용하여 반송파 주파수 오차를 정확하게 추정한다. 또한 시변채널에서의 정확한 주파수 오차 추정을 위해 채널 정보를 이용한 주파수 오차 추정 구조를 제안하였다. 컴퓨터 모의실험을 통해, 송신 및 수신 안테나가 두 개인 2x2 MIMO 시스템에 제안하는 기법을 적용하고 L&R 알고리즘을 이용하여 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 환경 및 시변 Rayleigh 채널에서의 MSE (Mean Square Error) 성능을 측정하였다. 본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 기존 SISO 시스템에서의 PN 부호열을 이용한 주파수 오차 추정 기법에 대해서 설명하고, MIMO 시스템에서 동일한 위상으로 PN 부호열들이 전송될 경우 발생하는 상쇄 현상에 대해 분석한다. 3장에서는 PN 부호열들의 위상을 회전시켜 전송하는 기법을 제안하고, 시변채널에서 채널 정보를 이용한 주파수 오차 구조를 제안한다. 이 후 4장에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 AWGN 환경 및 시변 Rayleigh 채널에서의 MSE 성능을 분석하고, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 기존 MIMO 시스템 기반의 PN 부호열을 이용한 주파수 오차 추정 시 문제점

### 1. 시스템 모델

송신 안테나가 2개, 그리고 수신 안테나가 2개인 MIMO 시스템을 고려하였으며, 그림 1과 같이 보호구간 및 훈련열로 이용되는 PN 부호열과 데이터 심벌로 이루어진 프레임 구조를 고려하였다. 또한 일반적인 방송 환경에서와 같이

a) 건국대학교 전자공학과 차세대방송통신연구실 (Department of Electronic Engineering, Konkuk University)

‡ Corresponding Author : 김준태 (Joon Tae Kim)

E-mail: jtkim@konkuk.ac.kr

Tel: +82-2-450-4269 Fax: +82-2-458-9714

※ 본 연구는 방송통신위원회의 방송통신미디어원천기술개발사업의 연구 결과로 수행되었음(KCA-2012-10912-02002))

본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 “대학IT연구센터 육성 지원사업”의 연구결과로 수행되었음 [NIPA-2012-H0301-12-1008]

Manuscript received July 26, 2012 Revised August 27, 2012

Accepted September 10, 2012

송신기와 수신기 사이의 거리가 충분히 멀어 각각의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 송신 신호 지연시간이 거의 동일하다고 가정하였다<sup>[10]</sup>.



그림 1. PN 부호열을 보호구간으로 이용한 프레임 구조  
Fig. 1. Frame structure employing PN sequences as guard interval

이상적인 심벌 타이밍 및 프레임 동기를 가정할 때, AWGN 환경에서 첫 번째 수신 안테나를 통해 수신한  $i$  번째 PN 부호열  $y_{PN,1}(i)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_{PN,1}(i) = [PN_1(i) + PN_2(i)]e^{j(2\pi f_c i T_s + \theta)} + n_1(i) = PN_{Tx}(i)e^{j(2\pi f_c i T_s + \theta)} + n_1(i) \quad (1)$$

이 때,  $PN_1(i)$ 은 첫 번째 송신 안테나를 통해 송신된 PN 부호열을,  $PN_2(i)$ 는 두 번째 송신 안테나를 통해 송신된 PN 부호열을,  $f_c$ 는 반송파 주파수 오차를,  $T_s$ 는 샘플링 시간을,  $\theta$ 는 알 수 없는 불규칙적인 위상 오차를,  $n_1(i)$ 는 첫 번째 수신 안테나에서의 백색잡음,  $N_p$ 는 PN 부호열의 길이,  $PN_{Tx}(i)$ 는 송신된 각각의 PN 부호열들이 합쳐져 이

루는 복소 벡터를 나타낸다.

송신되는 각각의 PN 부호열은 동일한 PN 부호열 간의 교차 상관 (Cross-Correlation)시  $2^M - 1$ 의 값을, 그리고 순환 이동 (Circular Shifting)된 PN 부호열간의 교차 상관 시  $-1$ 의 값을 가지는 M-Sequence<sup>[11]</sup>이며, 식(2)과 같이 쓸 수 있다.

$$R(n) = \sum_{i=0}^{(2^M-1)-1} PN(i)[P(n+i)]_{\text{mod } 2^M-1} = \begin{cases} 2^M-1, & n=0 \\ -1, & n \neq 0 \end{cases} \quad n=0, \dots, (2^M-1)-1 \quad (2)$$

이 때,  $M$ 은 생성 다항식의 차수를,  $\text{mod}_{2^M-1}$ 는  $2^M - 1$  주기의 순환 이동을 나타내며 M-Sequence의 1주기 심벌 수는  $2^M - 1$ 이다<sup>[11]</sup>. BPSK로 변조된 PN 부호열들은 MIMO 채널 추정을 위하여 송신 안테나 별로 각기 다른 종류 (서로간의 상관성이 없는) PN 부호열을 이용하여 전송하며<sup>[8][9]</sup>, PN 부호열들 간의 교차상관 특성은 식(2)와 같이 동일한 PN 부호열일 경우 최대 상관 값을, 순환 이동되거나 서로 다른 종류일 경우  $-1$ 의 값을 가진다.

## 2. 동위상을 가지는 전송 PN 부호열들간의 상쇄로 인한 문제점 및 주파수 오차 추정 방법

일반적인 방법으로 그림 2과 같이 각각의 PN 부호열들

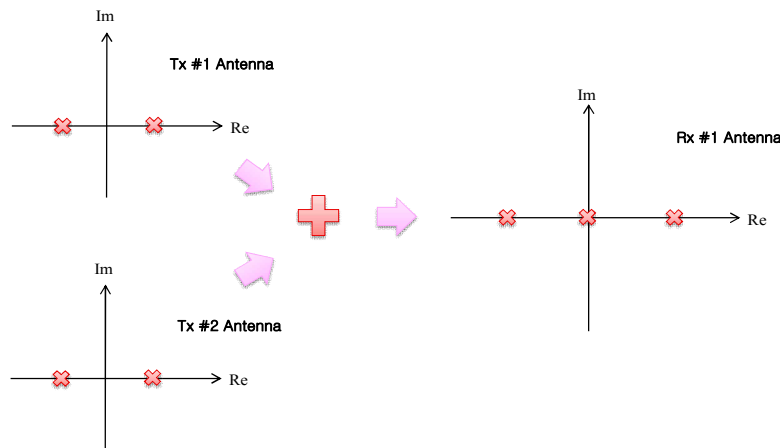


그림 2. 동위상을 가지는 PN 부호열들을 전송할 경우의 수신 PN 부호열  
Fig. 2. Received PN sequence when same phase PN sequences are transmitted

$$PN_{Tx}(k) = \begin{cases} 2+0j, & PN_1(k) = PN_2(k) = 1+0j, & (3-1) \\ -2+0j, & PN_1(k) = PN_2(k) = -1+0j & (3-2) \\ 0 & , \text{ otherwise when } |\angle PN_1(k) - \angle PN_2(k)| = \pi & (3-3) \end{cases} \quad (3)$$

$$z(k) = y_{PN,1}(k)PN_{Tx}^*(k) = \begin{cases} 4e^{j2\pi f_c k T_s + \theta}, & PN_1(k) = PN_2(k) = 1+0j \\ 0, & PN_1(k) = PN_2(k) = -1+0j \\ 0 & , \text{ otherwise when } |\angle PN_1(k) - \angle PN_2(k)| = \pi \end{cases} \quad (4-1) \quad (4)$$

$$\arg[z_{PN}(k)z_{PN}^*(k-1)] = \begin{cases} \arg[16(e^{j2\pi f_c k T_s + \theta})(e^{-j2\pi f_c (k-1) T_s + \theta})] \\ = \arg[16e^{2\pi f_c T_s}] = 2\pi f_c T_s & , z(k) = z(k-1) = 4e^{j2\pi f_c k T_s + \theta} \\ 0 & , \text{ otherwise.} \end{cases} \quad (5)$$

을 동일한 위상으로 전송할 때, 이상적인 채널 환경에서의 수신한 k번째 PN 부호열  $PN_{Tx}(k)$ 는 식 (3)과 같다.

식 (3-1)과 (3-2)처럼  $PN_1(k)$ 과  $PN_2(k)$ 이 같은 위상을 가지는 경우 수신  $PN_{Tx}(k)$ 는 일정한 값을 가지는 반면, 식(3-3)과 같이 두 PN 부호열의 위상 차이가  $\pi$ 인 경우 수신되는  $PN_{Tx}(k)$ 의 값이 '0'이 되는 두 PN 부호열 간의 상쇄 현상이 발생한다. 이 때, 각각의 경우에 대해 이상적인 채널 상황에서 수신한  $y_{PN,1}(k)$ 에 수신기에서 자체 생성한  $PN_{Tx}(k)$ 와의 공액곱셈 연산을 통해 변조 심벌을 제거하면 식(4)와 같다.

혼련열을 이용한 주파수 오차 추정 기법은 연속한 PN 부호열의 위상 차이를 통해 주파수 오차를 추정하며<sup>[5][7]</sup>, 연속적인  $z(k)$ 와 한 심벌 지연된  $z(k-1)$ 의 위상 차이를 구하면 다음과 같다.

식 (5)를 통해 식(4-1)와 같은 경우가 연속적으로 존재하는 경우에만 (또는 식(3-1) 및 식(3-2)가 연속적으로 존재하는 경우에만), 주파수 오차를 추정할 수 있다는 것을 알 수 있다. 이를 그림으로 나타내면 그림 3과 같다.

그림 3(a)과 같이 식(4-1)의 경우가 연속적으로 이어지는 경우에만 식(5)에서처럼 주파수 오차를 추정할 수 있으며, 그림 3(b)-(c)와 같이 그렇지 않은 경우 연속된 위상차를 이용하여 주파수 오차를 추정할 수 없다. 이로 인해 연속적인 모든 PN 부호열을 주파수 오차 추정에 이용할 수 없으므로, DA-ML 알고리즘 계열의 주파수 오차 추정 기법의 장점인 다수의 자기상관기를 이용할 수 없으므로 추정되는 주파수 오차의 정확도가 떨어지게 된다.

최종적으로 식(3-1)과 (3-2)의 경우가 연속적으로 이어지는 경우에 한해 주파수 오차를 추정하면 다음 식과 같다.

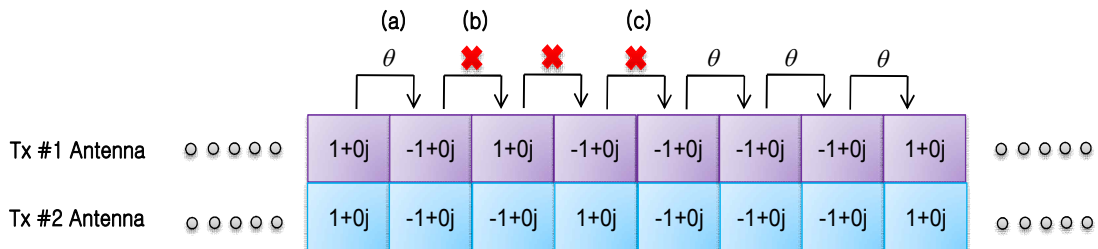


그림 3. 동위상을 가지는 전송 PN 부호열들을 이용한 주파수 오차 추정  
 Fig. 3. Carrier frequency offset estimation with transmitted PN sequences which have same phase

$$\hat{v} = \frac{1}{2\pi N_{\text{arg}} T_s} \sum \arg[z(k)z^*(k-1)]$$

$$\begin{aligned} & , PN_1(k-1) = PN_2(k-1) = 1+0j \text{ and } PN_1(k) = PN_2(k) = 1+0j \\ & , PN_1(k-1) = PN_2(k-1) = 1+0j \text{ and } PN_1(k) = PN_2(k) = -1+0j \\ & , PN_1(k-1) = PN_2(k-1) = -1+0j \text{ and } PN_1(k) = PN_2(k) = 1+0j \\ & , PN_1(k-1) = PN_2(k-1) = -1+0j \text{ and } PN_1(k) = PN_2(k) = -1+0j \end{aligned} \tag{6}$$

이 때,  $N_{\text{arg}}$  는  $\arg[z(k)z^*(k-1)]$  가 구해진 횟수를 뜻한다.

### III. 제안하는 MIMO 시스템 기반의 PN 부호열을 이용한 주파수 오차 추정 기법

#### 1. 위상 회전을 이용한 PN 부호열 전송 기법 및 L&R 알고리즘을 이용한 반송파 주파수 오차 추정 방법

본 절에서는 동일한 위상으로 PN 부호열들을 전송할 때

의 문제점을 해결하기 위해서, 각각의 PN 부호열들의 위상을 회전시켜 전송하는 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 다음과 같다. 송신 & 수신 안테나가 각각 2개인 2x2 MIMO 시스템의 경우, 그림 4와 같이  $PN_1(k)$ 와  $PN_2(k)$ 가 서로 직각 위상( $\pi/2$ )을 가지도록  $PN_2(k)$ 의 위상을 회전시켜 전송한다. 이 때, 이상적인 채널 환경에서 수신되는  $PN_{Tx}(k)$ 는 식(6)과 같다.

제안한 기법과 같이 PN 부호열을 회전시켜 전송할 경우, 그림 5(a)와 같이 모든 경우에 대해  $PN_{Tx}(k)$ 를 이용하여 주파수 오차를 추정할 수 있다. 또한 연속된 모든

$$PN_{Tx}(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{1}{\sqrt{2}}j, & PN_1(k) = 1+0j, PN_2(k) = 0+1j \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{1}{\sqrt{2}}j, & PN_1(k) = -1+0j, PN_2(k) = 0+1j \\ \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}}j, & PN_1(k) = 1+0j, PN_2(k) = 0-1j \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}}j, & PN_1(k) = -1+0j, PN_2(k) = 0-1j \end{cases} \tag{7}$$

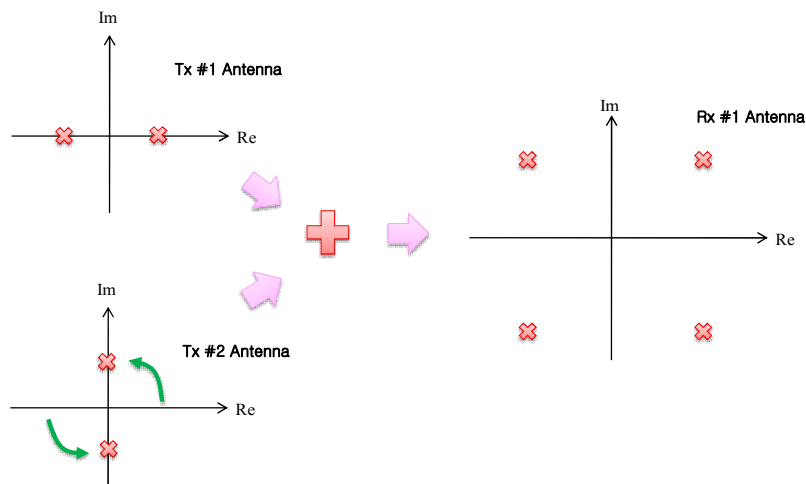


그림 4. 제안된 위상 회전을 이용한 PN 부호열 전송 기법  
Fig. 4. Proposed PN sequences transmission technique using phase rotation

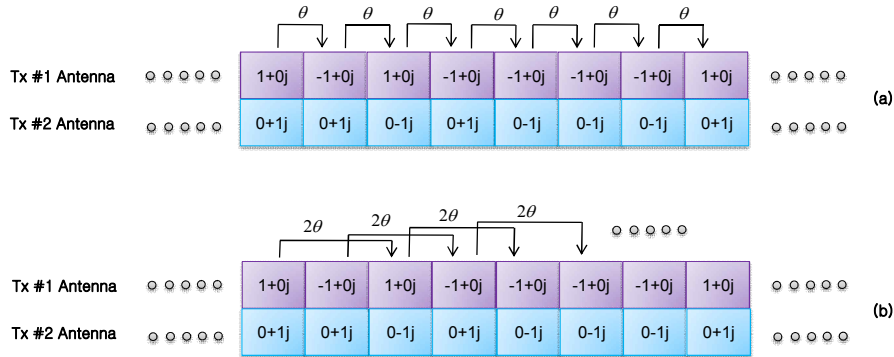


그림 5. 제안된 위상 회전 기법이 적용된 전송 PN 부호열을 이용한 주파수 오차 추정  
 Fig. 5. Frequency offset estimation with PN sequences employing proposed phase rotation technique

$PN_{Tx}(k)$ 를 이용할 수 있으므로, 그림 5(b)와 같이 연속된 2개의 지연 심벌간의 주파수 오차를 추정하는 방법처럼 기존 ML 계열의 알고리즘과 같이 다수의 자기상관기를 이용하여 정확하게 주파수 오차를 추정할 수 있다.

우선 수신한  $y_{PN,1}(k)$ 와 수신기에서 자체 생성한  $PN_{Tx}(k)$ 의 공액곱셈 연산을 통해 변조 심벌을 제거하며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z(k) = y_{PN,1}(k)PN_{Tx}^*(k) = e^{j[2\pi f_c k T_s + \theta]} + n'(k) \quad (8)$$

이 때,  $n'(k) = n(k)PN_{Tx}^*(k)$ 를 뜻한다.

변조 심벌을 제거한 뒤,  $z_{PN}(k)$ 와  $z_{PN}^*(k-1)$ 의 곱셈 연산을 취하고 위상을 구하면 다음 식(9)과 같다.

이 때,  $n'' = e^{j[2\pi f_c k T_s + \theta]}n'(k-1) + e^{-j[2\pi f_c (k-1)T_s + \theta]}n'(k) + n'(k)n'(k-1)$ 를,  $n''' = \arg[n'']$ 를 뜻한다.

식(9)를 통해,  $n'''$ 와 같은 잡음 항이 존재하는 상황에서 연속한 두 개의 PN 시퀀스를 이용하여  $2\pi f_c T_s$ 를 추정할 수 있다는 것을 알 수 있다. 이러한 잡음에 의한 영향을 줄이기 위해, L&R 알고리즘은 다수의 자기상관기를 이용한 ML 기법을 적용하여 주파수 오차를 추정한다.  $z(k)$ 의 자

기상관 함수인  $R(m)$ 은 식(10)과 같이 다시 쓸 수 있으며, 최종적으로 다수의 자기상관기를 이용하여 주파수 오차를 식(11)과 같이 구할 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$R(m) = \frac{1}{N_p - m} \sum_{k=m}^{N_p-1} z_{PN}(k)z_{PN}^*(k-m) \quad (10)$$

$$\hat{v} = \frac{1}{\pi(N_R + 1)T_s} \arg \left[ \sum_{m=1}^{N_R} R(m) \right] \quad (11)$$

이 때,  $N_p$ 는 PN 시퀀스의 심벌 수를, 그리고  $N_R$ 은 자기상관기의 개수를 뜻한다. 자기상관기의 개수가 증가할수록 추정 주파수 오차의 정확도는 높아지나 오차 추정 범위가 줄어드는 상충관계가 있다<sup>[5]</sup>.

그림 6은 제안된 전송 주파수 오차 추정 기법을 적용하였을 때의 정규화 주파수 오차 추정 범위를 나타내었다. 이 때, L&R 오차 추정기의 자기상관기 개수  $N_R$ 은 8로 하였다. 이 경우 L&R 기법의 특성에 따라 다수의 자기상관기를 사용함으로써 인해 추정 주파수 오차의 정확도는 높아지나 오차 추정 범위는 줄어들어, -0.11~0.11 사이의 정규화 주파수 오차를 추정할 수 있다. 하지만 일반적인 지상파 방송 시스템에서의 최대 주파수 오차가 약 심벌을 대비 1%인 점

$$\begin{aligned} \arg[z_{PN}(k)z_{PN}^*(k-1)] &= \arg[(e^{j[2\pi f_c k T_s + \theta]} + n'(k))(e^{-j[2\pi f_c (k-1)T_s + \theta]} + n'(k-1))] \\ &= \arg[e^{j2\pi f_c T_s} + n''] \\ &= 2\pi f_c T_s + n''' \end{aligned} \quad (9)$$

을 감안할 시 충분한 추정 범위이며<sup>[13]</sup>, 위성 방송 시스템과 같이 큰 주파수 오차를 추정해야 할 경우 자기상관기의 개수를 줄이거나 또는 모든 범위의 주파수 오차가 추정 가능한 M&M 기법<sup>[7]</sup> 등을 이용할 수 있다.

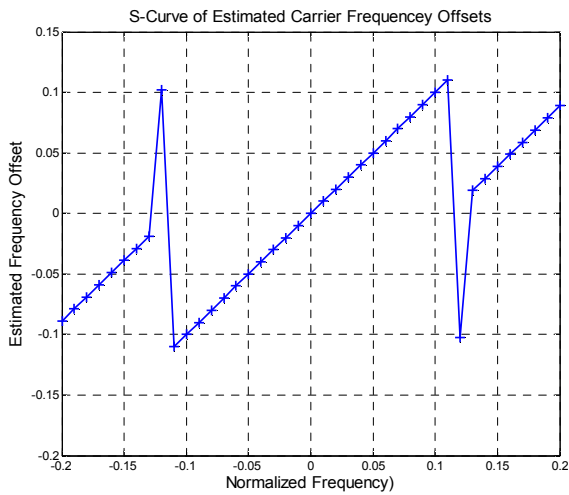


그림 6. 제안된 추정 기법을 통한 정규화 주파수 오차 추정 범위  
Fig. 6. Frequency offset estimation range of proposed method

## 2. 채널 정보를 이용한 주파수 오차 추정 구조

시변 Rayleigh 채널에서 첫 번째 수신 안테나를 통해 수신한  $i$  번째 PN 부호열  $y_{PN,1}(i)$ 는 식(11)과 같다.

$$y_{PN,1}(i) = [h_{11}PN_1(i) + h_{12}PN_2(i)]e^{j(2\pi f_c i T_s + \theta)} + n_1(i) \quad (11)$$

$$= PN_{Tx}(i)e^{j(2\pi f_c i T_s + \theta)} + n_1(i)$$

이 때,  $h_{11}$ 은 첫 번째 송신 안테나로부터 첫 번째 수신 안테나까지의 채널 임펄스 응답을,  $h_{12}$ 는 두 번째 송신 안테나로부터 첫 번째 수신 안테나까지의 채널 임펄스 응답 (Channel Impulse Response)을 나타낸다. Rayleigh 채널에서  $h_{11}$ 과  $h_{12}$ 는 시간에 따라 변화하며, 그 변화율은 수신기의 속도에 따른 도플러 주파수에 비례하여 변화한다.

제안하는 PN 부호열 전송 기법은 서로 다른 송신 안테나를 통해 전송되는 PN 부호열들 간의 상쇄 현상을 방지하기 위해 PN 부호열을 회전시켜 전송하는데, Rayleigh 채널에서 변화하는  $h_{11}$ 과  $h_{12}$ 의 위상 차이가  $\pi/2$ 일 경우 AWGN 환경과 달리 상쇄 현상이 다시 발생하게 되어 추정 주파수 오차의 정확도가 낮아지게 된다. 즉,  $h_{11}$ 과  $h_{12}$ 의 절대 위상 차이가  $\pi/2$ 에 가까워질수록 추정되는 주파수 오차의 정확도는 낮아지고, 작아질수록 추정 주파수 오차의 정확도는 높아진다. 이에 본 논문에서는 그림 7과 같이 채널 정보를 이용한 주파수 오차 추정 구조를 제안한다.

제안된 구조는 본 논문에 제안된 주파수 오차 추정 방법을 이용한 Feed-Back 방식의 거친 반송파 주파수 오차 복구부와 Feed-Forward 방식의 미세 주파수 복구부 및 채널 간 위상 추정부로 구성된다. 이러한 구조를 위한 미세 주파수 오차 추정 알고리즘으로는 논문 [12]에서 연구된 기법이

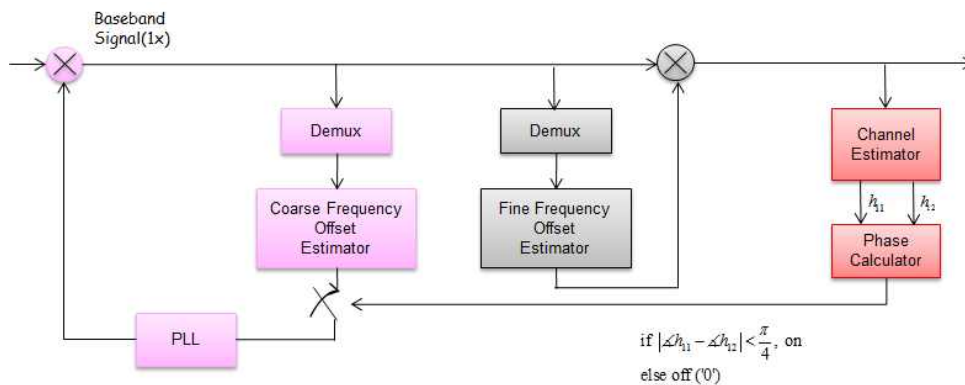


그림 7. 채널 정보를 이용한 주파수 오차 복구부 구조  
Fig. 7. Carrier frequency offset recovery scheme using channel state information

이용될 수 있다. 제안된 구조에서 미세 주파수 오차 복구부는 그림 1에 나타난 바와 같이 매 프레임 내의 PN 부호열에 대해서 미세 주파수 오차를 추정하여 반영하나, 거친 주파수 오차 복구부는 매 프레임마다 거친 주파수 오차를 추정 한 뒤 채널간 위상 정보를 이용하여 주파수 오차를 반영한다. 채널간 위상 추정부는 주파수 복구부 이후의 PN 부호열을 이용하여 채널을 추정하고  $h_{11}$ 과  $h_{12}$ 의 절대 위상 차이가  $\pi/4$ 보다 작은 경우에 한하여 추정된 주파수 오차를 PLL (Phase Locked Loop)에 반영하도록 한다.

하지만 일정한 주파수 오차의 복구가 이루어지기 전에 채널을 추정하여 채널 정보를 이용하기는 어려운 단점을 가지며, 이는 일정한 주파수 오차의 복구가 이루어지기 전까지는 채널 정보를 이용하지 않는 방법으로 해결할 수 있다. 그림 8은 거친 주파수 복구부의 PLL을 나타낸 그림으로, PLL 출력의 분산이  $10^{-4}$  이상인 약 10,000 프레임 이전 (실선)까지는 채널 정보를 이용하지 않았으며 이후에는 채널 정보를 이용하여 PLL에 반영하였다. 그림에 나타난 바와 같이 채널 정보를 이용하지 않더라도 일정한 수준까지 PLL이 수렴하며 이를 통해 매우 정확하지는 않지만 일정한 수준까지 거친 주파수 오차가 복구됨을 알 수 있다. 또한 뒷단의 미세 주파수 복구부를 통해서도 잔류 주파수 오차가 복구가 되므로, PLL이 수렴하고 난 뒤에 (약 10,000

프레임 이후) 채널 정보를 이용하여 PLL에 대한 거친 주파수 오차 반영 유무를 결정할 수 있다.

이러한 주파수 오차 추정 구조를 이용할 경우, 기존의 방법에서 동위상으로 PN 부호열을 전송할 때 생기는 상쇄 현상으로 인한 문제점을 해결할 수도 있다. PN 부호열들 간의 상쇄 현상이 발생하지 않는 경우, 즉  $h_{11}$ 과  $h_{12}$ 의 절대 위상 차이가  $\pi/4$  이상인 경우에만 다수의 자기 상관기를 이용하여 추정된 주파수 오차를 반영하도록 하는 것이다. 하지만 제안된 PN 위상 회전 전송 기법 및 주파수 복구부의 경우 모든 채널 상황 (AWGN 환경 및 시변 Rayleigh 채널)에 적용이 가능한 반면, 제안된 주파수 오차 추정 구조를 이용하더라도 기존의 방법으로는 AWGN 환경에서의 성능 저하를 피할 수 없다.

#### IV. 컴퓨터 모의실험 결과

제안된 PN 부호열 전송 기법과 L&R 알고리즘을 이용한 주파수 오차 추정 기법을 적용하여, AWGN 환경 및 Rayleigh 채널에서의 MSE 성능을 컴퓨터 모의실험을 통해서 측정하였다. 이상적인 심벌 타이밍 복구 및 프레임 검출 상황을 가정하였으며, 모의실험 환경은 표<1>과 같다. 심벌율 및 중심 주파수 (UHF 15번)는 현 DTV 방송 환경에서 사용하는 파라미터를 이용하였고, 반송파 주파수 오차는 심벌율 대비 1%로 설정하였다<sup>[13]</sup>. 또한 일반적인 방송 환경에서와 같이 송신기와 수신기 사이의 거리가 충분히 멀어 각각의 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 송신 신호 지연 시간이 거의 동일하다고 가정하였다<sup>[10]</sup>.

표 1. 컴퓨터 모의실험 환경  
 Table 1. Computer simulation parameters

심벌율 $f_s$	10.76 MHz
중심 주파수 $f_{center}$	476 MHz
PN 부호열 길이	201 심벌
데이터 프레임 길이	1024 심벌
반송파 주파수 오차 $f_c$	심벌 주파수 대비 1%
최대 도플러 주파수	17.64 Hz(40Km/h), 35.28Hz(80Km/h), 52.93Hz(120Km/h),
자기상관기 개수	8

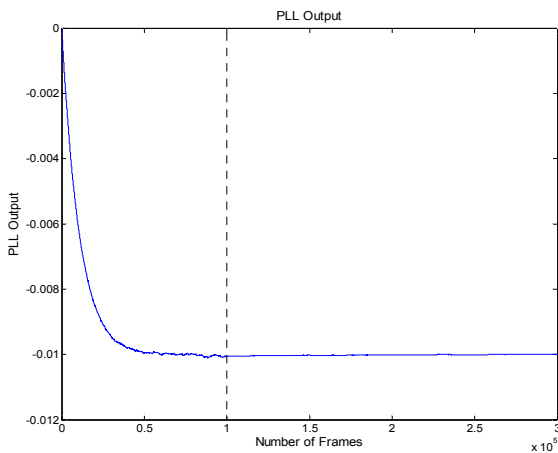


그림 8. 채널 정보를 이용한 거친 주파수 복구부 PLL 출력  
 Fig. 8. PLL output of coarse frequency recovery when channel state information is use



그림 9는 AWGN 환경에서의 MSE 성능을 나타낸 그림으로써, 동위상으로 PN 부호열을 전송하여 주파수 오차를 추정할 때의 MSE 성능보다 제안된 주파수 오차 추정 기법을 적용하였을 때의 높은 MSE 성능을 보였다. 또한

AWGN 환경에서는 SISO 시스템에서의 MSE 성능과 MIMO 시스템에서의 제안된 기법에 의한 동일한 MSE 성능을 보인다.

그림 10~12는 각각 수신기의 속도가 40Km/h, 80Km/h,

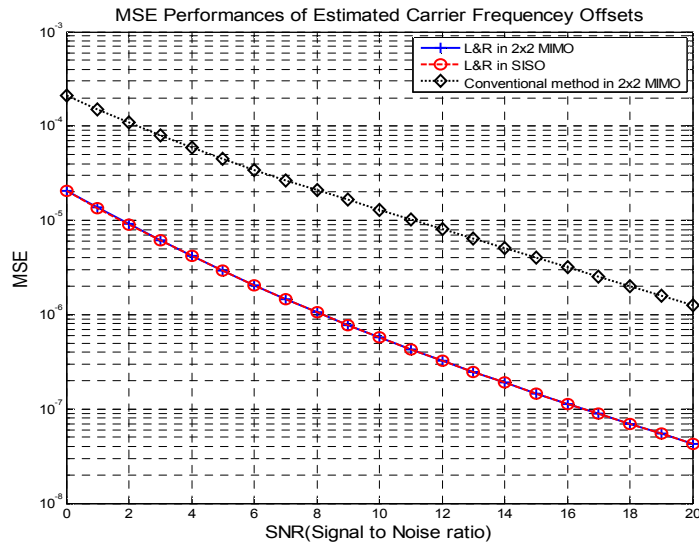


그림 9. AWGN 환경에서의 MSE 성능  
Fig. 9. MSE performances over AWGN

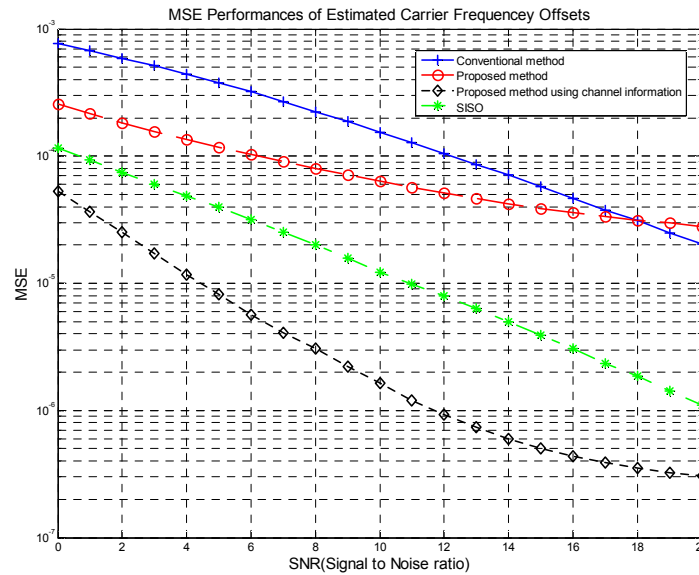


그림 10. 40Km/h Rayleigh 채널에서의 MSE 성능  
Fig. 10. MSE performances over Rayleigh channel when receiver's velocity is 40Km/h

120Km/h인 시변 Rayleigh 채널에서의 MSE 성능을 나타낸 그림이며, 채널 정보는 완벽히 추정되었다고 가정하였

다. AWGN 환경과는 다르게 SNR이 높아질수록 기존의 방법을 이용한 MSE 성능이 제안하는 방법에 비해 높아지는

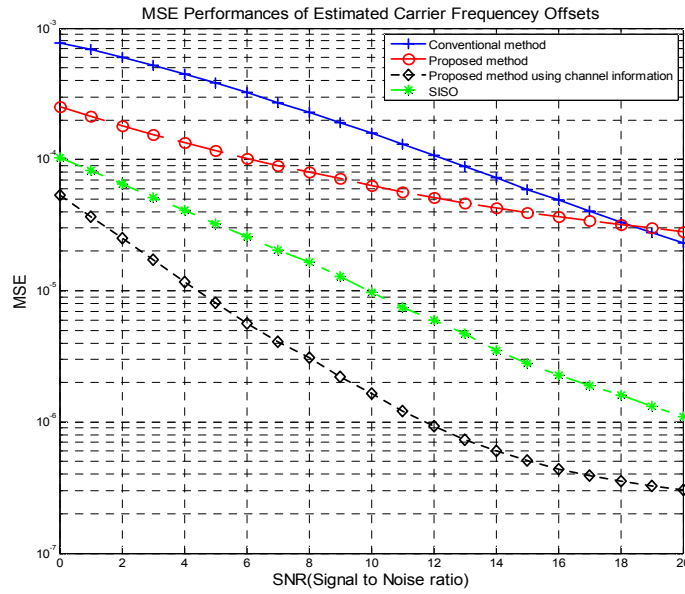


그림 11. 80Km/h Rayleigh 채널에서의 MSE 성능  
 Fig. 11. MSE performances over Rayleigh channel when receiver's velocity is 80Km/h

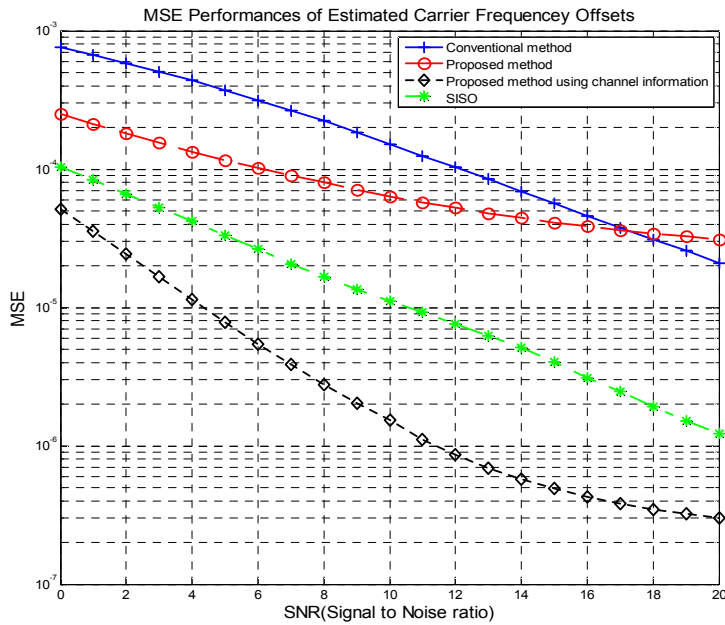


그림 12. 120Km/h Rayleigh 채널에서의 MSE 성능  
 Fig. 12. MSE performances over Rayleigh channel when receiver's velocity is 120Km/h

것을 알 수 있으며, 이는 제안된 기법을 이용하여 추정된 주파수 오차 중 일부가  $h_{11}$  과  $h_{12}$  의 위상 차이가  $\pi/2$  에 가까울 때 추정되어 정확도가 떨어져서 발생하는 현상이다. 이에 비해 채널 정보를 이용하는 제안하는 구조를 적용하였을 때의 MSE 성능은 기존의 방법 및 SISO 시스템에서의 MSE 성능들보다 높은 성능을 보인다. 또한 주파수 오차의 추정이 짧게는 바로 연결한, 그리고 길게는 7 심벌 지연된 PN 부호열 간의 위상 차이를 통해 추정하는데, 이에 비해 도플러 주파수의 증가에 의해 채널이 변화하는 속도에 비해 추정되는 PN 부호열 간의 채널 변화가 크지 않아 그 성능에 있어 큰 차이점을 보이지 않는다.

## V. 결론

본 논문에서는 단일 반송파 MIMO 시스템 기반의 PN 부호열 위상 회전 전송 기법과 채널 정보를 이용한 주파수 오차 추정 구조를 제안하였다. 제안된 PN 부호열 전송 기법은 전송되는 PN 부호열들 간의 위상을 달리하여 수신되는 PN 부호열 간의 상쇄 현상을 방지하며, 이를 통해 모든 PN 부호열을 이용한 주파수 오차 추정을 가능케 하였다. 그리고 DA-ML 계열의 알고리즘인 L&R 기법을 이용하여 다수의 자기상관기를 통해 주파수 오차를 추정하였다. 또한 위상을 달리하여 전송된 PN 부호열들이 전송 채널에 의해 위상이 변화하여 상쇄 현상이 다시금 발생하는 현상을 해결하기 위해, 채널 정보를 이용한 주파수 오차 추정 구조를 제안하였다. 제안하는 구조는 주파수 오차 복구부 이후의 추정된 채널 정보를 이용하여 채널간의 절대 위상차이가 PN 부호열 간의 상쇄현상이 발생하지 않을 때에만 추정된 주파수 오차를 이용하도록 구성되었다. 제안된 PN 부호열 전송 기법 및 주파수 오차 추정 기법을 적용한 컴퓨터 모의 실험을 통해, AWGN 환경에서 기존 시스템에 비해서 높은 MSE 성능을 보이며, SISO 시스템과 거의 동일한 MSE 성능을 보임을 확인하였다. 또한 시변 Rayleigh 채널에서 채널 정보를 이용하여 주파수 오차 추정 구조를 이용

할 경우, 기존의 방법을 이용하였을 때뿐만 아니라 SISO 시스템에 비해서도 높은 MSE 성능을 보임을 확인하였다.

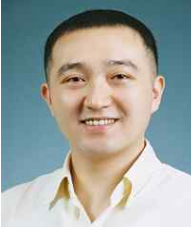
## 참고 문헌

- [1] N. Benvenuto, and S. Tomasin, "Iterative Design and Detection of a DFE in the Frequency Domain," IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 2005.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., no. 4, pp. 58 - 66, Apr. 2002.
- [3] BOWEI Song, Lin Gui, Yunfeng and Wenjun Zhang, "On channel estimation and equalization in TDS-OFDM based terrestrial HDTV broadcasting system", IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. 51, No. 3, pp. 790-797, August 2005.
- [4] J. G. Oh, and J. T. Kim, "A Frame Structure of Modified ATSC Transmission Systems for Terrestrial 3D HDTV Broadcasting," Journal of Broadcasting Engineering, vol. 15, no. 6, pp. 803-814, Nov. 2010.
- [5] M. Luise and R. Reggiannini, "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions," IEEE Trans. Commun., vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1169-1178, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [6] M. P. Fitz, "Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization," in Proc. IEEE Globecom '91, Phoenix, AZ, Dec. 1991.
- [7] M. Morelli and U. Mengali, "Feedforward frequency estimation for PSK: a tutorial review," European Trans. Telecomm., vol. 9, pp.103-116, Mar./Apr. 1998.
- [8] S. Ren, J. Guo, and H. Xiang, "A PN-based channel estimation algorithm in MIMO-single carrier frequency-domain equalization system," in Proc. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing '2007, Beijing, China, Sept. 2007.
- [9] J. Wei, and Y. Liu, "Carrier Frequency Offset Estimation Using PN Sequence Iteration in OFDM Systems," in Proc. Networks Security Wireless Communications and Trusted Computing (NSWCTC) 2010, Wuhan, April 2010.
- [10] Y. Yao, and G. B. Giannakis, "Blind Carrier Frequency Offset Estimation in SISO, MIMO, and Multiuser OFDM Systems", IEEE Trans. on Commun., vol. 53, no. 1, pp. 173-183, Jan. 2005.
- [11] Dilip V. Sarwate and Michael B. Pursley, "Correlation properties of pseudorandom and related sequences", Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 5, pp. 593-619, May 1980.
- [12] Alan Barbieri and Giulio Colavolpe, "On Pilot-Symbol-Assisted Carrier Synchronization for DVB-S2 Systems", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 53, No. 3, September 2007.
- [13] ATSC Recommended Practice A/54A: Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard, including Corrigendum No. 1

---

저 자 소 개

---



오 종 규

- 2007년 : 건국대학교 전자공학과 학사과정 졸업
- 2009년 : 건국대학교 전자공학과 석사과정 졸업
- 2009년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학과 박사과정
- 주관심분야 : 차세대 방송통신 시스템, 채널 추정 및 등화, 동기



김 준 태

- 1990년 : 한국과학기술원 학사과정 졸업
- 1993년 : 한국과학기술원 석사과정 졸업
- 1998년 : 한국과학기술원 박사과정 졸업
- 1998년 ~ 2003년 : LG전자 DTN 연구소 책임연구원
- 2003년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학부 교수
- 주관심분야 : 차세대 방송통신 융합, 위성 및 이동통신, 통신시스템 설계