

낮은 복잡도를 가지는 향상된 자기 상관 함수 기반의 주파수 동기화 기법

정희원 양 현*, 정 광 수**, 이 경 일**, 이 재 훈**, 유 영 환*

An Improved Frequency Synchronization Method Based on Autocorrelation Function with Reduced Complexity

Hyun Yang*, Kwang-Soo Jeong**, Kyeong-Il Lee**, Jae-Hoon Yi**,
Young-Hwan You* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 페이딩 채널 환경에서 혼련 신호를 이용하는 자기 상관 함수 기반의 반송파 주파수 오차 추정기를 제안한다. 제안된 주파수 동기화 기법은 기존의 자기 상관 함수 기반의 추정기와 비교하였을 때 자기 상관 함수 계산 과정에서 보다 낮은 계산 복잡도를 가진다. 실험 결과를 통하여 제안된 반송파 주파수 오차 추정기가 기존의 방식보다 향상된 성능을 가지며, 제안된 추정기의 성능이 CRLB(Cramer-Rao lower bound)에 근접함을 보인다.

Key Words : synchronization; carrier frequency offset; autocorrelation function; CRLB

ABSTRACT

This paper suggests an autocorrelation function (AF) based carrier frequency offset (CFO) estimator based on a training sequence in flat fading channels. The proposed CFO estimator has the reduced computational burdens in the calculation of the AF when compared to AF-based conventional frequency estimators. The simulation results show that the proposed estimator achieves a better performance than the existing estimators. Furthermore, the performance of the proposed method has been observed to lie close to the Cramer-Rao lower bound (CRLB).

I. 서 론

연속된 위상 편이 변조 신호의 전송에서 수신단 에 존재하는 발진기의 불안정성으로 인해 발생하는 주파수 동기 오차는 시스템의 심각한 성능 저하를 가져온다. 따라서 주파수 동기 오차 추정은 수신단에서 매우 중요한 부분이고, 주파수 동기 오차의 적절한 보상은 발진기에서의 엄격한 정확성 요구를 경감시킬 수 있다. 이를 위해 불확실한 시간 및 높은 주파수 대역의 통신시스템에서 시간 및 주파수 동기화를 위해 최대 우도 기법이 채택되어왔지만,

최대 우도 기법 기반의 추정 방식은 매우 높은 계산 복잡도를 요구한다. 이러한 최대 우도 기법 추정기의 문제점을 해결하기 위하여 다수의 준 최적화 알고리즘들이 제안되었다^{[1]-[4]}. 종래에 제안된 준 최적화 알고리즘들 중 한 부류는 신호 샘플들의 자기 상관값을 이용하여 주파수 동기 오차를 추정하는데, Fitz 추정기^[2]와 Luise&Reggiannini 추정기^[3]가 대표적인 자기 상관 함수 기반의 주파수 추정 알고리즘들이다. 그 외에 두 개 이상의 심벌 혹은 특정하게 설계된 프리앰블 심벌을 이용하여 주파수 동기 오차를 추정하는 방법들이 여러 논문에서 소개가

※ The authors wish to acknowledge the assistance and support of the Center for Advanced Transceiver Systems and the Ministry of Knowledge Economy, and this research is supported by Seoul R&BD Program.

* 세종대학교 컴퓨터공학과, ** (주)유정시스템

논문번호 : KICS2008-04-157, 접수일자 : 2008년 4월 7일, 최종논문접수일자 : 2009년 3월 19일

되었고, 이러한 방법들은 자기 상관 함수 기반의 추정 방식들에 비하여 약간의 높은 하드웨어 비용을 요구한다^[6].

본 논문에서는 페이딩 채널에서 낮은 복잡도를 갖는 자기 상관 함수 기반의 향상된 주파수 동기 오차 추정 방식을 제안한다. 모의실험 결과로부터, 제안된 주파수 동기 오차 추정기가 Fitz^[2]와 L&R^[3] 방식보다 우수한 추정 성능을 가짐과 동시에 복잡도 측면에 있어서도 효율적임을 보인다.

II장에서는 시스템 모델을 기술하고, III장에서는 기존 방식 및 제안된 방식의 주파수 동기 오차 추정 알고리즘을 소개한다. 또한, 주파수 동기 오차 추정기의 추정 범위 및 계산 복잡도를 비교한다. IV장에서는 제안된 방식의 추정기 성능을 모의실험 결과를 통하여 확인한다. 마지막으로, V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 복소값을 가지는 발진 주파수에서 낮은 복잡도의 동기 오차 추정 방식을 다룬다. 수신단에서 주파수 동기 오차가 존재하는 경우, 수신된 이산 시간 신호는 다음과 같이 간단하게 표현된다.

$$y(k) = \alpha c(k) e^{j(2\pi\delta_f k T_s + \theta)} + w(k) \quad (1)$$

여기서 α 는 레일레이 분포를 갖는 채널 계수, $c(k)$ 는 길이가 M 인 훈련 신호 T_s 는 샘플링 구간, δ_f 는 주파수 동기 오차, θ 는 반송파 위상 정보, 그리고 $w(k)$ 는 평균이 0이고 분산 σ_w^2 을 가지는 백색 가산성 가우시안 잡음이다.

일반적으로, 자기 상관 함수 기반의 주파수 동기 오차 추정기는 연속되어 수신되는 신호 샘플을 사용하는데, 본 논문에서는 N 개의 관측 신호 샘플 $\{y(k), 0 \leq k \leq N-1\}$ 를 이용한다. 이때, 관측 신호 샘플 수 N 은 M 의 배수라고 가정한다. 제안된 알고리즘의 간단한 수식 전개를 위하여 N 개의 관측 신호 구간동안 채널 환경이 거의 변하지 않는다고 가정한다.

수신된 신호에 훈련 신호의 영향을 제거하게 되면, 수신 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z(k) &= \alpha c(k) c^*(k) e^{j(2\pi\delta_f T_s + \theta)} + w(k) c^*(k) \quad (2) \\ &= \alpha e^{j(2\pi\delta_f T_s + \theta)} + w(k) c^*(k) \end{aligned}$$

여기서 $(\cdot)^*$ 는 복소수의 켈레 값을 의미한다.

III. 주파수 동기 오차 추정기

3.1 기존의 주파수 동기 오차 추정기

본 논문에서 고려되는 주파수 동기 오차 추정 방식은 최대 우도 기법의 준 최적화 알고리즘들으로써, 다음과 같이 정의되는 자기 상관 함수식을 기반으로 한다.

$$\begin{aligned} R_m(k) &= \frac{1}{N-k} \sum_{l=k}^{N-1} z(l) z^*(l-k) \\ &= \frac{|\alpha|^2}{N-k} \sum_{l=k}^{N-1} e^{j2\pi\delta_f k T_s} + \hat{w}(k), \quad 1 \leq k \leq L_m \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 L_m 은 $N/2$ 보다 작은 값을 가지는 설계 변수이고, $\hat{w}(k)$ 는 가우시안 잡음을 의미한다. 자기 상관 함수식 (3)을 이용하여 Fitz는 다음과 같은 주파수 동기 오차 추정기를 제안하였다^[2].

$$\hat{\delta}_f = \frac{1}{\pi T_s L_m (L_m + 1)} \sum_{k=1}^{L_m} \arg\{R_m(k)\} \quad (4)$$

위 수식에서 보여주듯이 Fitz에 의하여 제안된 주파수 동기 오차 추정기는 L_m 번의 위상 값 연산 과정이 필요하게 된다. 반면에 Fitz와 동일한 자기 상관 함수식을 사용하면서 한 번의 위상 값 연산 과정만을 요구하는 주파수 동기 오차 추정기가 Luise & Reggiani (L&R)에 의하여 제안되었다^[3]. 이 방식에서 L_m 개의 독립적인 자기 상관값의 합은 다음과 같이 정의된다.

$$\sum_{k=1}^{L_m} R_m(k) = |\alpha|^2 L_m e^{j\pi\delta_f (L_m + 1) T_s} + \sum_{k=1}^{L_m} \hat{w}(k) \quad (5)$$

위의 수식으로부터, L&R 추정기는 다음과 같다.

$$\hat{\delta}_f = \frac{1}{\pi T_s (L_m + 1)} \arg\left\{ \sum_{k=1}^{L_m} R_m(k) \right\} \quad (6)$$

즉, L&R 추정기는 L_m 개의 $R_m(k)$ 에 대한 합을 이용하여 전체 수신 정보에 대한 위상 값을 구하게 된다. 기존의 Fitz 및 L&R의 주파수 동기 오차 추정기의 추정 범위는 두 방식 모두 $|\hat{\delta}_f| < [(L_m + 1) T_s]^{-1}$ 로 주어진다.

3.2 제안된 주파수 동기 오차 추정기

본 절에서는 낮은 복잡도를 요구하는 자기 상관 함수 기반의 주파수 동기화 오차 추정기를 제안한다. 그림 1은 제안된 주파수 동기화 기법의 구조를 도시화한 것이다. 그림 1에서 알 수 있듯이, 제안된 방식은 상관값을 구할 때 요구되는 계산 복잡도를 줄이기 위하여, 식 (3)의 자기 상관 함수식을 구하는 과정에서 L_m 개의 독립적인 $R_m(k)$ 을 계산하는 대신 L_a 개의 연속되는 샘플들에 대한 합을 먼저 계산하여 연산 복잡도를 줄이는 기법이다.

이때, L_a 개의 연속적인 샘플의 합은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_a(k) = \sum_{i=k-L_a}^{k-1} z(i), \quad L_a \leq k \leq L_a + L_m - 1 \quad (7)$$

여기서 L_a 는 L_m 과 같이 $N/2$ 보다 작은 값을 가지는 설계 변수이다. 식 (7)의 결과 값은 연속되어 수신되는 신호 샘플들과 순차적으로 곱해짐으로써 다음과 같은 자기 상관 함수식으로 표현된다.

$$R_a(k) = \frac{1}{N-L_m-k+1} \sum_{l=k}^{N-L_m} z_a^*(l)z(l-L_a+k) \quad (8)$$

여기서 $L_a \leq k \leq L_a + L_m - 1$ 이다. 수식 (2)을 이용하여, 수식 (8)을 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$R_a(k) = \frac{|\alpha|^2}{N-L_m-k+1} \sum_{l=k}^{N-L_m} \sum_{i=l-L_a}^{l-1} e^{j2\pi\delta_f(l-L_a+k-i)T_s} + \tilde{w}(k) \quad (9)$$

여기서 $L_a \leq k \leq L_a + L_m - 1$, $\tilde{w}(k)$ 는 가우시안 잡음을 의미한다.

수식 (9)는 지수 합 공식에 의하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$R_a(k) = |\alpha|^2 \frac{\sin(\pi L_a \delta_f T_s)}{\sin(\pi \delta_f T_s)} e^{j2\pi\delta_f k T_s} e^{-j\pi\delta_f(L_a-1)T_s} + \tilde{w}(k) \quad (10)$$

기존 방식과 마찬가지로 $L_a \leq k \leq L_a + L_m - 1$ 구간에 대한 독립적인 자기 상관 샘플값을 모두 고려하면, 제안된 방식에서의 최종 자기 상관 함수는 다음과 같이 표현된다.

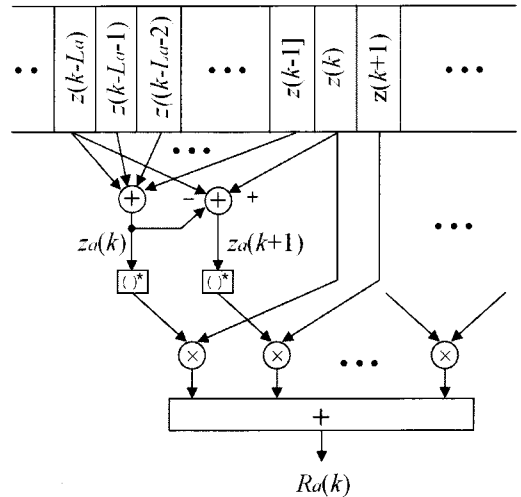


그림 1. 제안된 주파수 동기 오차 추정기 구조

$$R(k) = \sum_{k=L_a}^{L_a+L_m-1} R_a(k) = |\alpha|^2 \frac{\sin(\pi L_m \delta_f T_s)}{\sin(\pi \delta_f T_s)} e^{j\pi\delta_f(L_m-1)T_s} e^{j2\pi\delta_f L_a T_s} \cdot \frac{\sin(\pi L_a \delta_f T_s)}{\sin(\pi \delta_f T_s)} e^{-j\pi\delta_f(L_a-1)T_s} + \sum_{k=L_a}^{L_a+L_m-1} \tilde{w}(k) \quad (11)$$

위 수식에서 $\delta_f T_s$ 의 값이 매우 작다고 가정하면

$$\frac{\sin(\pi L_m \delta_f T_s)}{\sin(\pi \delta_f T_s)} \approx L_m/a \quad (12)$$

이 되어, 수식 (11)은 최종적으로 다음과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$R(k) \approx |\alpha|^2 L_m L_a e^{j\pi\delta_f(L_m+L_a)T_s} + \sum_{k=L_a}^{L_a+L_m-1} \tilde{w}(k) \quad (13)$$

수식 (13)에서 $E[\tilde{w}(k)] = 0$ 이므로, 제안된 주파수 동기 오차 추정기는 다음과 표현된다.

$$\hat{\delta}_f = \frac{1}{\pi T_s (L_a + L_m)} \arg \left\{ \sum_{k=L_a}^{L_a+L_m-1} R_a(k) \right\} \quad (14)$$

제안된 추정기의 성능 향상은 수식 (5)와 (13)을 통해 살펴 볼 수 있다. 두 방식 모두 신호의 전력 과 잡음의 전력은 설계 변수 L_m 과 L_a 에 비례하여

증감하지만, 신호항의 위상 회전 정도는 제안된 방식의 경우가 $(L_m + L_a)/(L_m + 1)$ 배 더 커짐을 확인할 수 있다. 이는 신호대 잡음비가 동일하다고 가정하면, 같은 δ_f 에 대하여 제안된 방식이 잡음에 덜 민감해져서 성능 향상을 기대할 수 있다⁷⁾. 또한, 제안된 방식의 수식 (8)을 $L_a = L_m$ 인 경우의 자기 상관 함수식 (3)과 비교하였을 때, $i < j \leq L_a$ 범위에서 수신 신호 샘플의 $z^*(i)z(j)$ 연산을 하지 않음을 확인할 수 있다. 따라서 $z^*(i)z(j)$ 연산 횟수는 수식 (3)에서 $L_m(N - L_m/2 + 1/2)$ 번, 수식 (8)에서는 $L_m(N - L_a - L_m/2 - 1/2)$ 번이 각각 요구된다.

3.3 추정 범위와 복잡도 비교

본 절에서는 기존 및 제안된 추정기가 요구하는 계산 복잡도와 추정 가능한 주파수 동기 오차의 범위에 대해서 기술한다. 수식 (14)에서 알 수 있듯이, 제안된 추정기의 추정 가능 범위는 $|\delta_f| < [T_s(L_a + L_m)]^{-1}$ 가 되는 것을 알 수 있다. 따라서 기존의 방식은 L_m , 제안된 방식은 L_a 및 L_m 이 증가할수록 추정 범위가 감소함을 알 수 있다.

표 1은 기존의 방식들과 제안된 방식의 복소수 덧셈 및 곱셈의 연산 횟수를 비교한 것이다. 두 방식의 계산 복잡도 비교를 위하여 두 번의 실수 덧셈 연산은 한 번의 복소수 덧셈 연산과 같다고 가정한다. 표 1에서 기존의 방식과 제안된 방식의 복잡도 모두 L_m 값이 커질수록 증가하지만, 제안된 방식은 L_a 의 값이 커질수록 복잡도가 감소함을 알 수 있다. 한편, Kay, Fitz, L&R 방식은 각각 $N-1$, L_m , 1번의 $\arg\{\cdot\}$ 연산을 수행하고, 제안된 방식은 1번의 $\arg\{\cdot\}$ 연산이 요구된다¹¹⁻¹³⁾.

IV. 모의실험 결과

본 절에서는 기존 방식들과 제안하는 추정기 성능을 비교하기 위한 모의실험을 수행하였고 그에

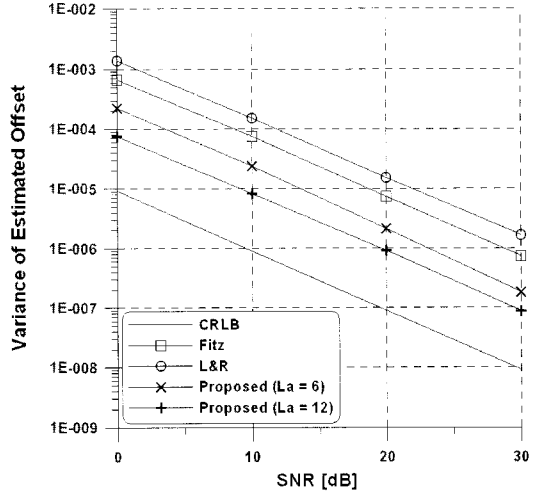


그림 2. 페이딩 채널에서의 주파수 동기 오차 추정기들의 성능 비교 ($L_m = 3$)

다른 성능을 비교 분석하였다. 모의실험에서 고려된 프리앰블 신호는 $M=16$ 의 길이를 가진 훈련 신호를 4번 반복하여 $N=64$ 인 신호로 구성하였으며, $1/T_s = 11\text{Mbps}$ 이다. 모의실험에 적용된 무선 채널 환경은 레일레이 분포의 채널 계수를 가지는 주파수 비선택적 페이딩 채널이고 반송파 주파수 대역은 2.4GHz 이다. 최대 발생 가능한 주파수 동기 오차 δ_f 는 $\pm 120\text{KHz}$ 로 설정하였다.

그림 2와 3은 기존의 자기 상관 함수 기반의 주파수 동기화 방식들과 제안된 방식을 이용하여 추정된 주파수 동기 오차의 분산을 변수 L_a 와 L_m 의 값에 따라 도시한 그래프이다. 모의실험 결과 및 표 1에서 알 수 있듯이 제안된 방식은 기존의 방식들에 비해 추정 오차 분산의 관점에서 향상된 성능을 가질 뿐만 아니라, 요구되는 복소수 덧셈 및 곱셈의 계산량이 적다는 장점이 있다. Fitz와 L&R과 같은 기존의 방식들은 변수 L_m 값이 증가함에 따라 주파수 오차 성능이 CRLB(Cramer-Rao lower bound)¹⁵⁾에 가까워지지만 그에 따라 요구되는 계산량도 늘어나게 된다. 반면에, 제안된 방식은 L_a 의 증가에

표 1. 기존의 방식과 제안된 방식의 계산 복잡도 비교

방식	복소수 덧셈의 연산 횟수	복소수 곱의 연산 횟수
Kay	$N-1$	$3N-2$
Fitz	$L_m(2N - L_m + 1)/2$	$L_m(2N - L_m + 1)/2 + N$
L&R	$L_m(2N - L_m + 1)/2$	$L_m(2N - L_m - 1)/2 + N + 1$
Proposed	$L_a + 5L_m/2 + L_m(2N - 2L_a - L_m - 1)/2$	$L_m(2N - 2L_a - L_m - 1)/2 + N$

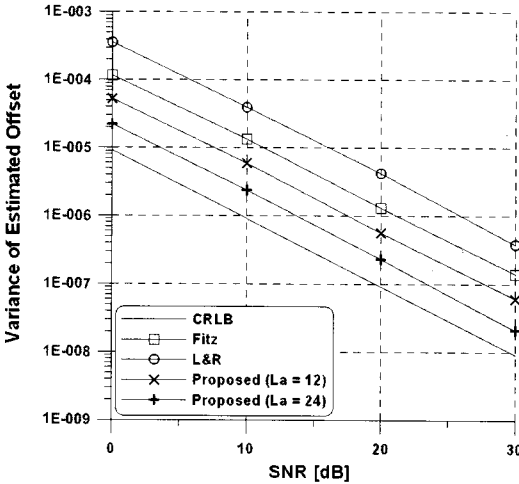


그림 3. 페이딩 채널에서의 주파수 동기 오차 추정기들의 성능 비교 ($L_m = 6$)

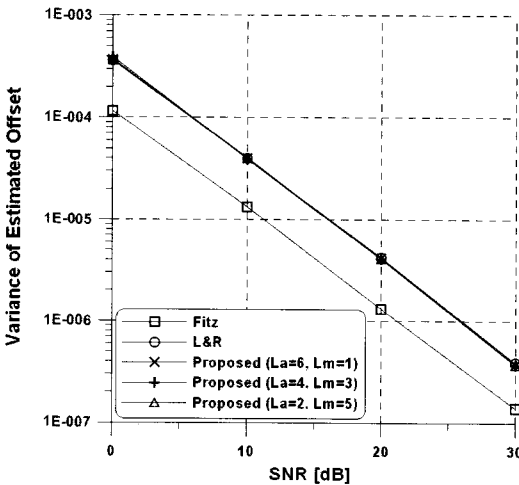


그림 4. 기존의 방식과 제안된 방식이 같은 추정범위를 가지는 경우의 성능 비교

따라 오차 추정 성능이 좋아져 CRLB에 근접하게 될 뿐만 아니라 복잡도도 감소한다.

그림 4는 기존 및 제안된 추정기가 같은 추정 범위를 가질 때 각각의 성능을 비교한 그래프이다. 기존 방식들에서 $L_m = 6$ 일 때, 제안된 방식이 $L_m + L_a = 7$ 의 조건을 만족하면 기존의 방식들과 동일한 추정 범위를 가진다. 그림 4에서 $L_m = 1$ 이고 $L_a = 6$ 일 때 제안된 방식의 계산 복잡도는 기존의 방식들에 비해 76.7% 가량 감소한다. 또한, 제안된 방식에서 $L_m = 3$ 이고 $L_a = 4$ 이면 47.2%, $L_m = 5$ 이고 $L_a = 2$ 이면 16.6%의 복잡도 감소를

가진다. 따라서 제안된 방식은 기존의 방식들과 동일한 추정 범위를 가질 때, 변수 L_a 의 값이 커질수록 기존의 방식에 비하여 낮은 계산 복잡도를 요구한다. 한편, 기존의 L&R, Fitz 방식과 제안된 방식에서 정확도를 높이기 위하여 L_m 및 L_a 의 값을 크게 설정할수록 각각의 추정기들의 주파수 동기 오차 추정 범위는 줄어든다.

V. 결 론

본 논문에서는 페이딩 채널 환경에서 향상된 성능을 가지는 주파수 동기 오차 추정기를 제안하였다. 제안된 방식의 추정기는 기존 방식의 추정기에 비해서 낮은 복잡도를 가짐과 동시에, 우수한 추정 성능을 보여준다. 반면에, 기존의 방식들과 마찬가지로 제안된 방식 역시 추정 범위가 제한되는 단점을 가진다.

참 고 문 헌

- [1] S. M. Kay, "A fast and accurate single frequency estimator," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 37, no. 12, pp. 1987-1990, Dec. 1989.
- [2] M. Fitz, "Further results in the fast estimation of a single frequency," IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 2-4, pp. 862-864, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [3] M. Luise and R. Reggiannini, "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions," IEEE Trans. Commun., vol. 43, no. 3, pp. 1169-1178, Mar. 1995.
- [4] T. Brown, M. Wang, "An iterative algorithm for single-frequency estimation," IEEE Trans. Signal Process., vol. 50, no. 11, pp. 2671-2682, Nov. 2002.
- [5] F. Gini, M. Luise, and R. Reggiannini, "Cramer-Rao bounds in the parametric estimation of fading radio transmission channels," IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 10, pp. 1390-1398, Oct. 1998.
- [6] T. M. Schmidl and D.C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Comm., vol. 45, pp.

1613-1621, December 1997.

- [7] S. Liu and J. Chong, "A study of joint tracking algorithms of carrier frequency offset and sampling clock offset for OFDM-based WLANs," International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions 2002, pp. 109-113, July 2002.

양 현 (Hyun Yang)

정회원

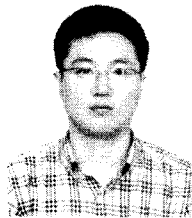


2006년 2월 세종대학교 컴퓨터 공학과 졸업
2008년 2월 세종대학교 컴퓨터 공학과 석사
2008년 3월~현재 세종대학교 컴퓨터공학과 박사과정
<관심분야> 이동통신, OFDM,

MIMO

정 광 수 (Kwang-Soo Jeong)

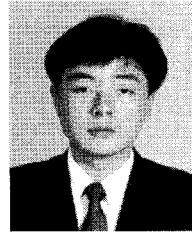
정회원



2000년 7월 경북대학교 전자공학과 석사
2000~2002년 LG전자(주) 근무 주임연구원
2002년12월~현재 유정시스템(주) 책임연구원
<관심분야> 차세대 이동통신

이 경 일 (Kyeong-II Lee)

정회원



1995년 2월 울산대학교 전자공학과 졸업
1995~2002년 LG전자(주) 근무 선임연구원
2002년10월~현재 유정시스템(주) 책임연구원
<관심분야> 차세대 이동통신

이 재 훈 (Jae-Hoon Yi)

정회원



1985년 2월 한양대학교 전자공학과 석사
2004년 2월 한국해양대학교 전자전산공학과 박사
1985~1994년 선경매그네텍(주) 개발실장
1994년~현재 유정시스템(주) 대

표이사

<관심분야> 차세대 이동통신

유 영 환 (Young-Hwan You)

정회원



1993년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업
1995년 2월 연세대학교 전자공학과 석사
1999년 2월 연세대학교 전자공학과 박사
2002년 3월~현재 세종대학교

컴퓨터공학과 부교수

<관심분야> 이동통신, OFDM, MIMO