

주파수 오프셋이 있는 OFDM시스템에서 채널간간섭의 간섭계수 근사화 모델

이상* · 권혁찬** · 강석근***

An Approximated Model of the Coefficients for Interchannel Interference of OFDM System with Frequency Offset

Shuang Li* · Hyeock-Chan Kwon** · Seog-Geun Kang***

요약

기존의 채널간간섭 자기소거법에서는 표본화창의 길이를 직교 주파수분할다중화의 심볼 길이와 동일하게 정하였다. 이로 인하여 각 부채널의 간섭계수를 구하기 위한 복소연산량이 급격히 증가된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 채널간간섭 자기소거법에서 나타나는 간섭계수에 대한 근사식을 제시한다. 또한, 제시된 근사식을 기반으로 표본화창의 길이를 제한시킬 때 간섭계수의 평균자승오차와 복소연산량을 분석하였다. 그 결과, 제시된 근사식은 원식에 비하여 평균자승오차 면에서 0.01% 미만의 오차를 가지는 것으로 나타났다. 이에 비하여 부채널의 수가 1024인 경우 간섭계수 계산을 위한 연산량은 98% 이상 감소되는 것을 확인하였다. 따라서 제시된 근사식은 자기소거 능력은 거의 변화시키지 않으면서도 연산량을 현저히 감소시킬 수 있으므로 채널간간섭 자기소거법 알고리즘 개발에 유용하게 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

ABSTRACT

In the conventional interchannel interference self-cancellation (ICI-SC) schemes, the length of sampling window is the same as the symbol length of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). Thus, the number of complex operations to compute the interference coefficient of each subchannel is significantly increased. To solve this problem, we present an approximated mathematical model for the coefficients of ICI-SC schemes. Based on the proposed approximation, we analyze mean squared error (MSE) and computational complexity of the ICI-SC schemes with the length of sampling window. As a result, the presented approximation has an error of less than 0.01% on the MSE compared to the original equation. When the number of subchannels is 1024, the number of complex computations for the interference coefficients is reduced by 98% or more. Since the computational complexity can be remarkably reduced without sacrificing the self-cancellation capability, it is considered that the proposed approximation is very useful to develop an algorithm for the ICI-SC scheme.

키워드

OFDM, Frequency Offset, Interchannel Interference, Self-Cancellation, Mean Squared Error
직교 주파수 분할 다중화, 주파수 오프셋, 채널간 간섭, 자기 소거법, 평균 자승 오차

* 경상대학교 전기전자공학과(elaine910708@gnu.ac.kr) · Received : Aug. 15, 2018, Revised : Sep. 14, 2018, Accepted : Oct. 15, 2018

** (주)금성계전 연구원(godwkd123095@naver.com)

· Corresponding Author : Seog-Geun Kang

*** 교신저자 : 경상대학교 반도체공학과

Dept. of Semiconductor Engineering, Gyeongsang National University

· 접수일 : 2018. 08. 15

Email : sgkang@gnu.ac.kr

· 수정완료일 : 2018. 09. 14

· 게재확정일 : 2018. 10. 15

I. 서 론

주파수 선택적 페이딩에 대한 강인성과 높은 대역폭 효율로 인하여 직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)는 최근 가장 널리 사용되는 무선통신 기술이다[1]. 하지만 송신기와 수신기에 사용되는 국부발진기의 주파수 차이로 인한 주파수 오프셋(frequency offset)은 부채널 간섭(interchannel interference, ICI)을 발생시키며, 이는 시스템의 성능을 열화시키는 주된 원인이다[2].

주파수 오프셋으로 인한 채널간섭을 완화시키기 위한 방법들 가운데 하나로 부채널에 할당되는 신호를 조정하여 간섭을 상쇄시키는 채널간섭 자기소거법(ICI self-cancellation, ICI-SC)에 대하여 많은 연구가 수행되어 왔다[3-6]. 채널간섭 자기소거법은 전송채널의 특성에 구애받지 않으며 오프셋 추정을 위한 부가정보의 전송이 요구되지 않는 등의 장점이 있다. 특히, 신호처리 관점에서 직교 주파수분할다중화는 각 부채널의 반송주파수를 중심으로 표본화함수 창에 신호사상기(signal mapper)의 출력신호가 곱해진 형태로 할당한다. 따라서 인접 부채널은 원거리에 위치한 부채널에 비하여 더 큰 표본화함수 값을 가지므로 주파수 오프셋에 의한 간섭계수(ICI coefficient)도 커진다[4]. 이에 주목하여 인접 부채널의 부호를 반전시켜 할당하거나 인접 부채널에 켈레복소수를 할당하는 방법 등이 꾸준히 제시되어 왔다[5-6].

하지만 기존의 방법들에서는 암묵적으로 표본화함수 창 길이를 직교 주파수분할다중화 심볼의 길이와 동일하게 정하였다. 이로 인하여 주파수 오프셋의 영향이 거의 없을 정도로 원거리에 위치한 부채널의 간섭계수까지 계산함으로써 복소연산량이 급격히 증가되는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 채널간섭 자기소거법에서 나타나는 간섭계수에 대한 근사식을 유도한다. 그리고 제시된 근사식을 기반으로 표본화함수 창 길이를 5 ~ 20개 부채널로 제한시킬 때 채널간섭의 평균자승오차(mean squared error, MSE)와 복소연산량을 분석한다.

모의실험 결과, 평균자승오차 측면에서 제시된 간섭계수의 근사식은 원식에 비하여 0.01% 미만의 오차를 가지는 것으로 확인되었다. 이에 비하여 제시된 근

사식에 기반하여 표본화함수 창 길이를 제한시킨 경우 기존 채널간섭 자기소거법에 비하여 현저히 감소된 복소연산량이 요구되는 것으로 나타났다. 따라서 제시된 방법은 자기소거 능력의 변화는 거의 없으면서도 연산복잡도를 현저히 감소시킬 수 있으므로 인접심볼반복법이나 대칭심볼반복법 등 다양한 형태의 채널간섭 자기소거법 연구에 적용 가능하다.

II. 주파수 오프셋 모델과 채널간섭

2.1 일반적인 직교 주파수분할다중화

직교 주파수분할다중화 시스템에서는 정보원의 고속 이진 데이터를 직렬변환을 통하여 다수의 저속 데이터 열로 변환하고, 실수 또는 복소수 신호로 사상하여 부채널에 할당한다. 각 부채널에 할당된 신호는 직교 신호집합을 이용하여 변조된다. 직교 신호집합으로는 정현함수와 여현함수가 주로 사용되며 이산 역푸리에변환(또는 고속 역푸리에변환)으로 구현된다. 따라서 전송신호의 기저대역 모델은 식 (1)과 같다.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N}, n=0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

여기서 N 은 부채널의 수를 나타낸다. 가산성 백색 가우시안(additive white Gaussian noise, AWGN) 채널을 통하여 수신된 신호는 $y(n) = x(n) + w(n)$ 로 표현된다. 여기서 $w(n)$ 은 백색 가우시안 잡음을 나타내는 랜덤변수로서 평균이 0이고 분산은 σ^2 인 것으로 가정한다. 수신된 신호는 이산 푸리에변환을 이용하여 식 (2)와 같이 복조된다.

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} + W(k), \quad (2)$$

여기서 $W(k)$ 는 부채널에 포함된 잡음 스펙트럼이다.

2.2 주파수 오프셋과 채널간섭

직교 주파수분할다중화 시스템의 송신단과 수신단에는 중간주파수 변조와 복조를 위한 국부발진기가 사용된다. 국부발진기들의 주파수 불일치로 인하여 주

파수 오프셋이 있는 전송채널은 일반적으로 그림 1과 같이 모델링된다[2].

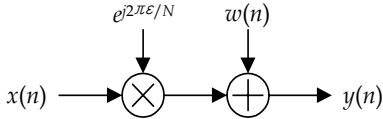


그림 1. 주파수 오프셋이 있는 채널 모델
Fig. 1 A channel model with the frequency offset

여기서 ϵ 는 부채널 주파수 간격에 대한 상대적인 주파수 오프셋의 양을 나타내며 $\epsilon = |f_s - f_r|/\Delta f$ 로 정의된다. 여기서 f_s 와 f_r 는 각각 송수신기 국부발진기의 주파수를 나타낸다. $\Delta f = 1/T_s$ 로 부채널 간격을 나타내고 T_s 는 직교 주파수분할다중화 심볼시간이다. 따라서 주파수 오프셋은 $|\epsilon| \leq 0.5$ 의 범위를 갖는다.

주파수 오프셋이 있는 채널에서 직교 주파수분할다중화의 시간영역 수신신호는 식 (3)과 같다[5].

$$y(n) = x(n)e^{j2\pi n\epsilon/N} + w(n) \quad (3)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi nk/N} e^{j2\pi n\epsilon/N} + w(n)$$

따라서 이산 푸리에변환을 이용하여 주파수영역으로 복조된 직교 주파수분할다중화 심볼은 식 (4)와 같다.

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X(l)e^{j\frac{2\pi nl}{N}} \right] e^{j\frac{2\pi n\epsilon}{N}} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} + W(k) \quad (4)$$

$$= X(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X(l)S(l-k) + W(k),$$

여기서 등호 우측의 첫 항은 채널에 의하여 감쇄된 k 번째 부채널 신호이다. 두 번째 항은 주파수 오프셋에 의하여 l 번째 부채널 신호성분이 k 번째 부채널에 나타나는 채널간간섭으로 그 영향의 정도는 식 (5)의 간섭계수로 표현된다[4]-[6]. 세 번째 항은 k 번째 부채널에 포함되는 가산성 백색 가우시안잡음 성분이다.

$$S(l-k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(l+\epsilon-k)/N} \quad (5)$$

$$= \frac{\sin(\pi(l+\epsilon-k))}{N\sin(\pi(l+\epsilon-k)/N)} e^{j\pi(l+\epsilon-k)(1-1/N)}.$$

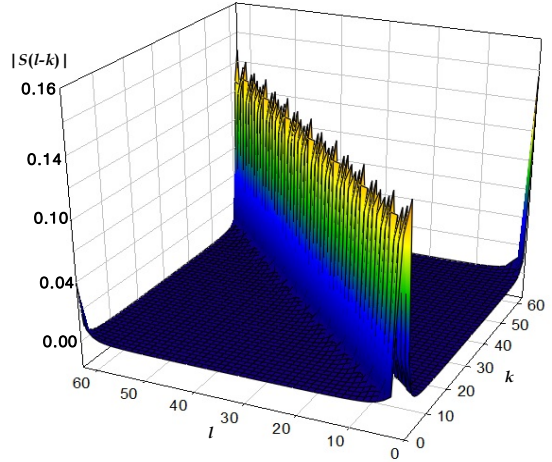


그림 2. 주파수 오프셋에 의한 간섭계수의 크기
Fig. 2 The magnitude of ICI coefficients caused by the frequency offset

식 (5)에 제시된 바와 같이 주파수 오프셋에 의하여 직교 주파수분할다중화 심볼의 수신신호에서 발생하는 채널간간섭의 간섭계수를 부채널의 변화에 따라 나타내면 그림 2와 같다. 이미 예상된 것처럼 $(l-k)$ 가 매우 작은 영역에서는 간섭계수가 비교적 크게 나타나고 $(l-k) > 10$ 인 영역에서는 $|S(l-k)| \approx 0.0$ 임을 확인할 수 있다. 이는 인접한 부채널에 의한 채널간간섭이 원거리에 위치한 부채널보다 훨씬 큰 영향을 미치는 것을 의미한다.

III. 간섭계수의 근사화

일반적으로 sine함수는 파라미터의 크기가 매우 작을 때 식 (6)과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$\sin(x) \approx x. \quad (6)$$

주파수 오프셋은 $|\epsilon| \leq 0.5$ 로 제한되고 채널간간섭이 유의미한 경우는 $l-k \leq 10$ 범위로 한정된다. 이에 비하여 무선통신시스템에서 가장 널리 이용되는 직교 주파수분할다중화의 부채널 수는 $N = 256$ 이상이다. 따라서 식 (5)의 분모에서 $\pi(l+\epsilon-k)/N \ll 1$ 이므로 식 (5)의 분모부분은 식 (6)을 적용하면 다음의 식 (7)과 같이 근사화 시키는 것이 가능하다.

$$N \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi(l+\epsilon-k)}{N}\right) \approx N \frac{\pi(l+\epsilon-k)}{N} = \pi(l+\epsilon-k). \quad (7)$$

또한, 부대역의 수가 $N \gg 1$ 이면 복소 지수함수 (complex exponential function)의 파라미터에서

$$(1-1/N) \approx 1 \quad (8)$$

으로 근사화시킬 수 있다. 따라서 식 (7)과 (8)을 적용하면 식 (5)는 식 (9)와 같이 근사화시킬 수 있다.

$$S'(l-k) \cong \frac{\sin(\pi(l+\epsilon-k))}{\pi(l+\epsilon-k)} e^{j\pi(l+\epsilon-k)}. \quad (9)$$

한편, 식 (4)를 보면 자기소거법에서는 k 번째 부채널에 발생하는 채널간섭을 계산하기 위하여 등호 우측의 두 번째 항처럼 $0 \leq l \leq N-1, k \neq l$ 에 해당하는 모든 부채널이 포함되는 표본화함수 창을 암묵적으로 사용한다. 하지만 그림 2에서도 확인 가능한 것처럼 $(l-k) > 10$ 범위에서는 간섭계수가 거의 0이 되므로 연산량만 가중되는 현상이 발생된다.

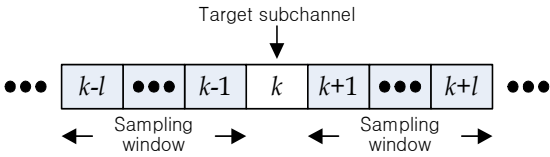


그림 3. 간섭계수 계산을 위한 표본화창
Fig. 3 The sampling window for computing the ICI coefficients

본 논문에서는 그림 3에 나타난 바와 같이 표본화창의 길이를 제한시킴으로써 간섭계수 계산을 위한 복소연산량의 수를 감소시킨다. 따라서 전술한 근사화식과 표본화창을 적용하는 경우 식 (4)의 두 번째 항은 식 (10)과 같이 간단하게 나타낼 수 있다. 여기서 $m \neq 0$ 이다.

$$\sum_{m=-l}^l X(k+m)S'(m) = \sum_{m=-l}^l X(k+m) \frac{\sin(\pi(m+\epsilon))}{\pi(m+\epsilon)} e^{j\pi(m+\epsilon)}. \quad (10)$$

IV. 모의실험 및 성능분석

제시된 근사식의 유효성을 검증하기 위하여 그림 4에 나타난 직교 주파수분할다중화 시스템 모델을 이용하여 모의실험을 수행하였다[4]. 여기서 전송채널은 그림 1의 모델을 이용하였으며 신호사상기로는 이진 위상편이키잉(binary phase shift keying, BPSK)을 이용하였다. 식 (10)의 근사식에서 표본화창의 길이는 $m=5, 10, 20$ 으로 하였으며, 직교 주파수분할다중화 심볼에서 부채널의 수는 $N=64, 256, 1024$ 로 정하여 부대역의 수가 비교적 작은 경우부터 무선통신시스템에서 일반적으로 가장 널리 사용되는 경우까지 모의 실험을 수행하였다. 그리고 성능평가를 위한 척도로는 식 (11)과 같이 두 식의 차이에 따른 평균자승오차를 사용하였다.

$$MSE = \frac{1}{2m} \sum_{\substack{l=-m \\ l \neq 0}}^m \{S(l) - S'(l)\}^2, \quad (11)$$

여기서 $S(l)$ 과 $S'(l)$ 은 식 (5)와 식 (9)에 의하여 계산되는 간섭계수를 각각 나타낸다.

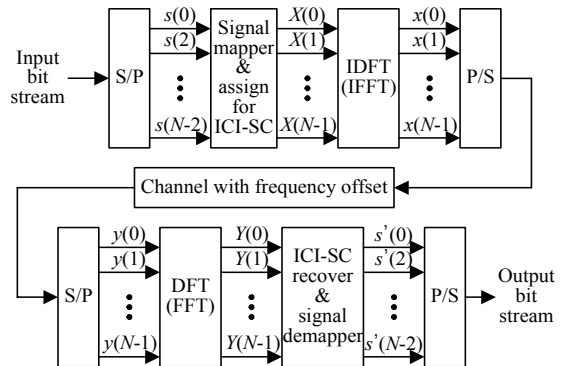


그림 4. 채널간섭 자기소거법이 적용된 직교 주파수분할다중화 시스템의 모의실험을 위한 블럭도
Fig. 4 The block diagram for computer simulation of an OFDM system with ICI self-cancellation

그림 5에 표본화창의 길이에 따른 원식과 근사식 간의 평균자승오차를 나타내었다. 창 길이를 5 ~ 20 까지 변화시켜도 원식과 근사식 간의 평균자승오차는 거의 변함이 없는 것을 알 수 있다. 이는 그림 2에서

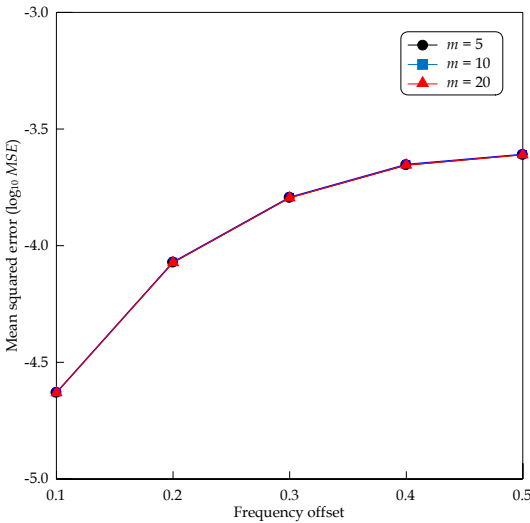


그림 5. 표본화창의 길이에 따른 원식과 근사식 간의 평균자승오차

Fig. 5 According to the length of window, the MSE between the original and the approximated equation

도 예상할 수 있듯이 목표 부채널의 $\pm 10\Delta f$ 이내로 매우 인접한 부채널들이 채널간간섭에 영향을 미치고 원거리에 위치한 부채널들은 거의 영향이 없음을 나타낸다. 또한, 창 길이의 변화는 상관없이 주파수 오프셋이 증가함에 따라 평균자승오차도 증가되는 것을 알 수 있다. 이는 원식과 근사식의 차이는 거의 없으나 주파수 오프셋이 증가되면 간섭계수가 커지기 때문인 것으로 분석된다.

부채널의 수에 따른 평균자승오차의 변화는 그림 6에 나타내었다. 여기서 표본화창의 길이는 $m = 10$ 으로 고정하였다. 그림 6에서도 주파수 오프셋이 증가됨에 따라 채널간간섭이 증가되는 것을 확인할 수 있다. 또한 부채널의 수가 커질수록 간섭계수가 감소되는 것으로 나타났다. $\epsilon = 0.2$ 일 때 $N=64, 256, 1024$ 인 경우 평균자승오차는 각각 $-4.07(=\log_{10} 8.519e-5)$, $-5.28(=\log_{10} 5.275e-6)$, $-6.48(=\log_{10} 3.295e-7)$ 로 약 1/16 배로 감소된다.

한편, 원식인 식 (5)와 근사식인 식 (9)에서 간섭계수의 계산을 위하여 요구되는 부채널 당 복소연산량을 표 1에 나타내었다. 원식의 경우 인접한 하나의 부채널에 의한 간섭계수 계산에 3회의 복소수 덧셈과 7회의 복소수 곱셈연산이 필요하다. 이에 비하여 근사

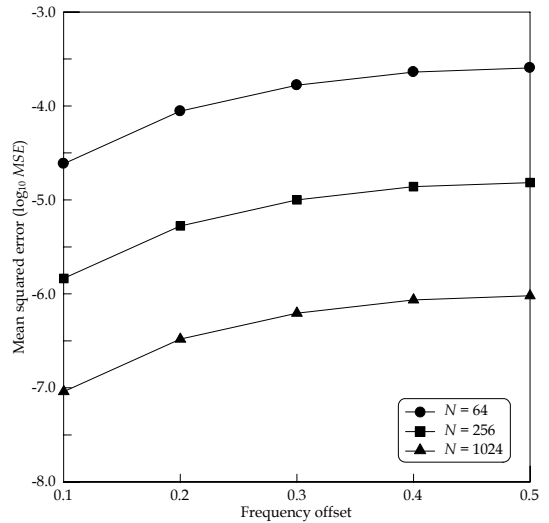


그림 6. 부채널의 수에 따른 원식과 근사식 간의 평균자승오차 ($m = 10$)

Fig. 6 According to the number of subchannels, the MSE between the original and the approximated equation ($m = 10$)

식의 경우에는 덧셈 2회와 곱셈 4회가 요구된다. 덧셈 연산보다는 곱셈연산이 연산복잡도에 더 큰 영향을 미치는 점을 감안하면 제안된 근사식은 하나의 부채널 당 복소수 곱셈 연산을 42% 이상 감소시킬 수 있다. 특히, 원식의 경우 표본화창의 길이가 $(N-1)$ 이고 부채널의 수가 N 이므로 $7N(N-1)$ 회의 복소수 곱셈 연산이 필요한 반면 제안된 근사식에 표본화창의 길이를 $m = 10$ 으로 하면 $3 \times 20 \times N = 60N$ 회의 복소수 곱셈 연산이 수행된다. 따라서 $N = 1024$ 인 경우 원식에 의한 곱셈 연산은 7,332,864 회 이상 수행되어야 하지만 근사식의 경우 불과 81,920 회만 수행되므로 98% 이상 연산복잡도를 감소시킬 수 있다.

표 1. 원식과 근사화된 수식의 부채널 당 간섭계수 연산량

Table 1. The number of computations per subchannel for ICI coefficient of the original and the approximated equations

Computation	Original Eq.	Approximated Eq.
Addition	3	2
Multiplication	7	4

V. 결론

기존 채널간간섭 자기소거법에서는 표본화창과 직교 주파수분할다중화의 심볼 길이를 동일하게 함으로써 간섭계수를 구하기 위한 복소연산량이 급격히 증가되는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위하여 본 논문에서는 자기소거법에서 나타나는 간섭계수에 대한 근사식을 제시하였다. 또한, 이를 기반으로 표본화창의 길이를 제한시킬 때 간섭계수의 평균자승오차와 복소연산량을 분석하였다. 그 결과, 제시된 근사식은 원식에 비하여 평균자승오차 측면에서 0.01% 미만의 오차를 가지는 것으로 나타났다. 이에 비하여 부채널 수가 1024이고 표본화 창 길이가 10인 경우 간섭계수 계산을 위한 연산량은 98% 이상 감소됨을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 2018년 교육부 및 한국연구재단의 이공학개인기초연구지원사업(No. 2015R1D1A1A01060057)의 지원에 의하여 이루어졌음.

References

- [1] A. Bahai, B. Raltzberg, and M. Ergen, *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. New York: Springer, 2004.
- [2] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, Oct. 1994, pp. 2908-2914.
- [3] S. Swang, "Channel estimation based on LMS algorithm for MIMO-OFDM system," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 7, no. 6, Dec. 2012, pp. 1455-1461.
- [4] H. Chen and S. Kang, "An interchannel interference self-cancellation scheme for the orthogonal frequency division multiplexing system," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 13, no. 4, Aug. 2018, pp. 729-735.
- [5] Y. Zhao and S. Haggman, "Intercarrier

interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 7, July 2001, pp. 1185-1191.

- [6] S. Habib, R. Sayed, H. Hamed, and M. Fikri, "New ICI self cancellation scheme for OFDM system," *Int. J. of Computer and Commun. Eng.*, vol. 3, no. 1, Jan. 2014, pp. 1-5.

저자 소개

이상(Shuang Li)



2014년 라오닝과학기술대학교 전자계측공학과 졸업(공학사)
2016년 경상대학교 대학원 전기전자공학과 졸업(공학석사)

2016년 ~ 현재 경상대학교 대학원 전기전자공학과 박사과정

※ 관심분야 : 디지털통신시스템, 통신신호처리 등

권혁찬(Hyoek-Chan Kwon)



2016년 경상대학교 반도체공학과 졸업(공학사)
2018년 경상대학교 대학원 반도체공학과 졸업(공학석사)

2018년 ~ 현재 (주)금성계전 기술연구소 연구원

※ 관심분야 : 디지털통신시스템, OFDM 등

강석근(Seog-Geun Kang)



1988년 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1993년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1999년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1993년 ~ 1994 국방과학연구소 연구원

2000년 ~ 2003 싱가포르국립대학교 전기및컴퓨터공학과 Research Fellow

2003년 ~ 현재 경상대학교 반도체공학과 교수

2003년 ~ 현재 경상대학교 공학연구원 책임연구원

※ 관심분야 : 디지털통신시스템, 통신신호처리, OFDM, 전력선통신시스템