

논문 2005-42TC-3-2

주파수축 등화기를 사용하는 단일 안테나 단일 반송파 시스템을 위한 다이버시티 전송 기술

(A Diversity Transmission Technique for Single-Antenna Single-Carrier Systems with Frequency-Domain Equalization)

임 민 중*

(Minjoong Rim)

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 그 우수한 성능으로 인해 광대역 무선통신 시스템에서 널리 사용되고 있다. 그러나 OFDM은 평균전송전력 대비 최대전송전력이 높다는 단점을 가지고 있으며 이를 극복하기 위한 방법으로 SC-FDE(Single-Carrier Frequency-Domain Equalization)가 제안되었다. SC-FDE는 OFDM과 비슷한 성능 및 복잡도를 유지 하면서 비선형성 전력 증폭기에 덜 민감하다는 장점을 가진다. 이 논문에서는 단일 안테나를 가지는 BPSK SC-FDE 시스템에서 BPSK로 전송하는 대신 QPSK로 반복 전송하며 전송할 때의 데이터 패턴을 조절함으로써 주파수축의 다이버시티 효과를 얻는 방법을 제안한다.

Abstract

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is widely used in wideband wireless communication systems due to its excellent performance. However, OFDM has a disadvantage of high peak-to-average power ratio and SC-FDE(Single-Carrier with Frequency-Domain Equalization) was introduced to overcome the drawback. SC-FDE is less sensitive to nonlinear power amplifiers than OFDM while its complexity and performance is comparable. This paper proposes a frequency diversity technique for single-antenna BPSK SC-FDE systems using repeated QPSK transmissions with rearranged transmission patterns.

Keywords: Single Carrier, Frequency-Domain Equalization, Diversity, BPSK, OFDM

I. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 구현상의 복잡도가 크지 않으면서 우수한 성능을 나타내고 있으므로 광대역 무선통신 시스템에서 널리 사용되고 있다^[1]. 그러나

OFDM은 평균전송전력 대비 최대전송전력이 높다는 단점을 가지고 있으며 이를 극복한 방법 중 하나가 현재 IEEE802.16a 등에서 사용되고 있는 SC-FDE (Single-Carrier with Frequency-Domain Equalization)이다^[2-6]. SC-FDE는 OFDM과 비교했을 때 그림 1에서 보는 것과같이 송신측의 FFT가 수신측으로 이동한 형태를 가지고 있으며, 특히 BPSK, QPSK 변조 방식 등의 저속 데이터 전송시에, OFDM과 비슷한 성능, 효율성, 복잡도를 유지하면서 비선형성 전력 증폭기에 덜 민감하다는 장점을 가진다^[7-8].

이 논문에서는 단일 안테나를 사용하는 BPSK

정회원, 동국대학교 정보통신공학과
(Department of Information and Communication Engineering, Dongguk University)

* 이 논문은 한국과학재단 특정기초 연구과제
[R01-2001-000-00349-0]의 지원결과입니다.

접수일자: 2004년1월27일, 수정완료일: 2004년11월12일

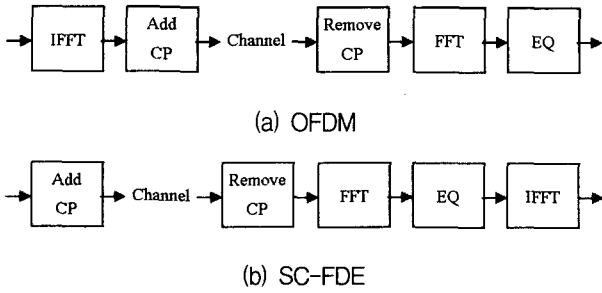


그림 1. OFDM과 SC-FDE

Fig. 1. OFDM and SC-FDE.

SC-FDE 시스템에서 주파수축 다이버시티를 이용하여 성능을 개선하는 방법을 제안한다. 시간축의 채널 변화가 적을 경우다이버시티는 일반적으로 다중 안테나를 사용하거나 다중 반송파를 사용하여 얻게 되지만 이 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 환경에서 단일 안테나 단일 반송파를 사용하여, 다중 안테나를 사용한 전송 다이버시티와 유사한 효과를 얻도록 한다. 제안하는 방법은 SC-FDE에서 BPSK로 한 번 전송하는 대신 QPSK로 두 번 전송하며, 전송할 때의 데이터 패턴을 조절함으로써 전송 데이터가 전송할 때마다 다른 주파수를 통과하도록 함으로써 주파수 선택적 페이딩 채널에서 주파수축 다이버시티 효과를 얻도록 하는 것이다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 SC-FDE 시스템의 송수신 방법에 대해서 기술하며 III장에서는 SC-FDE의 다이버시티 기술을 제안한다. IV장에서는 실험을 통해 제안한 방식의 성능을 기존의 BPSK SC-FDE 전송 방식과 비교하였고 V장에서는 이 논문의 결론을 맺는다.

II. SC-FDE

SC-FDE 시스템은 길이 N 의 데이터 블록에 보호 구간(cyclic prefix, CP)을 붙여 전송한 후 수신기에서 보호 구간을 제거하여 다시 길이 N 의 블록을 복조에 사용하며 이는 식 (1)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (1)$$

식 (1)에서 \mathbf{x} , \mathbf{s} , \mathbf{w} 는 각각 길이 N 의 수신 벡터, 송신 벡터, 잡음 벡터이며 \mathbf{s} 와 \mathbf{w} 의 분산은 각각 σ_s^2 , σ_w^2 이다. 채널 행렬 \mathbf{H} 는 보호 구간의 특성에 의해 circulant 특성을 가지는 $N \times N$ 의 행렬이 되므로 식 (2)와 같이 다시쓰여질 수 있다^[9].

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}'\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q} \quad (2)$$

식 (2)에서 \mathbf{Q} 는 DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬이며 \mathbf{Q}' 는 \mathbf{Q} 의 복소전치행렬이고 $\mathbf{\Lambda}$ 는 주파수축의 채널응답값을 나타내는 대각선 행렬이다. SC-FDE 수신기는 수신된 길이 N 의 벡터 \mathbf{x} 를 FFT(Fast Fourier Transform) 변환하여 주파수축에서 등화를 하는 방식이다. 식 (1)을 주파수축에서 다시 나타내면 식 (3)과 같다.

$$\mathbf{X} = \mathbf{\Lambda}\mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (3)$$

식 (3)에서 $\mathbf{S} = \mathbf{Q}\mathbf{s}$, $\mathbf{X} = \mathbf{Q}\mathbf{x}$, $\mathbf{W} = \mathbf{Q}\mathbf{w}$ 이다. 주파수축 등화기에서 ZF(Zero-Forcing) 또는 MMSE (Minimum Mean Square Estimation) 방법을 사용할 수 있으며 ZF 방법을 사용한다면 완전한 채널추정을 가정하였을 때 식 (4)와 같이 쓰여질 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{X} = \mathbf{S} + \mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{W} \quad (4)$$

식 (4)에서 주파수축 잡음 \mathbf{W} 에 주파수축 채널응답값의 역수 $\mathbf{\Lambda}^{-1}$ 를 곱함으로써 채널응답값이 작은 주파수에 대해서 잡음 증폭이 생긴다. SC-FDE에서는 주파수축에서 등화된 값을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)을 통해 다시시간축으로 옮겨서 신호의 결정을 하며 이는 식 (5)와 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{Q}'\mathbf{Y} = \mathbf{s} + \mathbf{Q}'\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{w} \quad (5)$$

식 (5)와 같이 시간축으로 이동하면 OFDM과는 달리 주파수축에서의 정보를 상실함으로써 채널응답값이 작은 주파수에서 발생하는 잡음 증폭을 피할 수 없으며 이는 성능의 감소를 가져올 수 있다. 잡음의 증폭을 억제하기 위해서는 식 (6) 및 (7)과 같은 MMSE 방법을 사용할 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \left(\mathbf{\Lambda}'\mathbf{\Lambda} + \frac{1}{SNR}\mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{\Lambda}'\mathbf{X} \quad (6)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Q}'\mathbf{Y} = \mathbf{Q}' \left(\mathbf{\Lambda}'\mathbf{\Lambda} + \frac{1}{SNR}\mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{\Lambda}'\mathbf{X} \quad (7)$$

식 (6) 및 (7)에서 $SNR = \sigma_s^2/\sigma_w^2$ 이다. MMSE 방법은 ZF 방법에 비해서 좋은 결과를 얻을 수는 있으나 역

시 잡음의 증폭이 발생한다^[7]. 작은 주파수 응답값에 의한 잡음 증폭을 감쇄시키기 위해서는 다중 안테나를 사용한 송신 다이버시티를 사용할 수 있다^[5]. 그러나 다중 안테나의 사용은 시스템을 복잡하게 만들며 이 논문에서는 다중 안테나를 사용하지 않으면서 송신 다이버시티와 유사한 효과를 얻을 수 있는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 안테나 다이버시티 대신 주파수 선택적 환경에서 주파수 다이버시티를 얻도록 하는 것이다.

III. 반복 전송을 활용한 SC-FDE

이 논문에서는 BPSK SC-FDE에서 그림 2와 같이 BPSK로 전송하는 대신 QPSK로 반복 전송하면서 주파수 다이버시티효과를 얻는 방법을 제안한다. 두 개의 BPSK 송신 신호 벡터 \mathbf{s}_1 과 \mathbf{s}_2 를 하나의 QPSK 송신 신호 벡터 \mathbf{s} 로 모으면 식 (8)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{s} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{s}_1 + j\mathbf{s}_2) \quad (8)$$

처음 전송할 때 i 번째 QPSK 송신 신호를 $s(i)$ 라 할 때 반복 전송할 때의 i 번째 QPSK 송신신호를

$$\tilde{s}(i) = \exp(j2\pi Mi/N) s(i) \quad (9)$$

Block 1 (BPSK)	Block 2 (BPSK)
$s_1(0)$	$s_2(0)$
$s_1(1)$	$s_2(1)$
$s_1(2)$	$s_2(2)$
$s_1(3)$	$s_2(3)$

(a) BPSK SC-FDE

Block 1+2 (QPSK) (1st transmission)	Block 1+2 (QPSK) (2nd transmission)
$(s_1(0) + js_2(0))/\sqrt{2}$	$(s_1(0) + js_2(0))/\sqrt{2}$
$(s_1(1) + js_2(1))/\sqrt{2}$	$-(s_1(1) + js_2(1))/\sqrt{2}$
$(s_1(2) + js_2(2))/\sqrt{2}$	$(s_1(2) + js_2(2))/\sqrt{2}$
$(s_1(3) + js_2(3))/\sqrt{2}$	$-(s_1(3) + js_2(3))/\sqrt{2}$

(b) Proposed

그림 2. BPSK 전송과 반복 전송된 QPSK
Fig. 2. BPSK and repeated QPSK transmissions.

로 놓는다면 Frequency Shift Theorem^[10]에 의해서 두 번째 전송신호의 스펙트럼은 첫 번째 전송신호에 비해서 주파수축에서 M 만큼 이동한 형태, 즉

$$\tilde{S}(i) = S((i + M) \bmod N) \quad (10)$$

의 형태를 가진다. 이를 이용하여 그림 3과 같이 반복 전송할 때 주파수를 이동하여 전송함으로써 주파수 선택적 페이딩 채널에서 다이버시티 효과를 얻을 수 있다. 식을 간단히 하기 위하여 $M = N/2$ 로 놓으면 두 번째 전송되는 신호는 식 (11)과 같다.

$$\tilde{S}(i) = (-1)^i s(i) \quad (11)$$

식 (11)은 주파수축에서 $N/2$ 이동한 형태를 가지므로 $\tilde{i} = (i + N/2) \bmod N$ 라 할 때 식 (12)와 같이 쓰여진다.

$$\tilde{S}(i) = S(\tilde{i}) \quad (12)$$

이와 같은 반복 전송을 통해 수신기에서는 식 (13)과 같은 두 개의 신호를 수신한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{x}_2 &= \mathbf{H}\tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{w}_2 \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)을 주파수축에서 표현하면 식 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \Lambda\mathbf{S} + \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{X}_2 &= \Lambda\tilde{\mathbf{S}} + \mathbf{W}_2 \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)는 식 (15)와 같이 다시 쓰여질 수 있다.

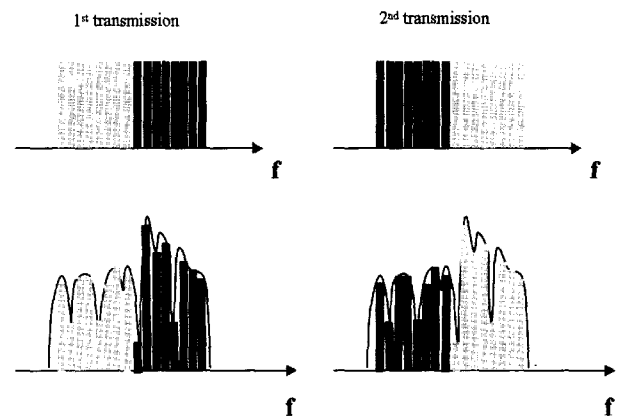


그림 3. 다른 주파수를 사용한 반복 전송
Fig. 3. Repeated transmissions with frequency shift.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \Lambda \mathbf{S} + \mathbf{W}_1 \\ \tilde{\mathbf{X}}_2 &= \tilde{\Lambda} \mathbf{S} + \tilde{\mathbf{W}}_2 \end{aligned} \quad (15)$$

식 (14)에서 $\tilde{\Lambda}(i, i) = \Lambda(i, i)$, $\tilde{X}_2(i) = X_2(i)$
 $\tilde{W}_2(i) = W_2(i)$ 이다. 식 (14)는 동일한 신호가 다른
두 개의 채널을 통해서 수신된 형태를 가지므로 이 두
개의 신호를 MRC(Maximal Ratio Combining)^[9]를 하
여 결합할 수 있다. 수신기에서 ZF 방법을 사용하여 신
호 결합을 한다면 식 (16)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \sqrt{2}(\Lambda' \Lambda + \tilde{\Lambda}' \tilde{\Lambda})^{-1} (\Lambda' \mathbf{X}_1 + \tilde{\Lambda}' \tilde{\mathbf{X}}_2) \\ &= \sqrt{2} \mathbf{S} + \sqrt{2}(\Lambda' \Lambda + \tilde{\Lambda}' \tilde{\Lambda})^{-1} (\Lambda' \mathbf{W}_1 + \tilde{\Lambda}' \tilde{\mathbf{W}}_2) \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)을 시간축으로 옮기면 식(17)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1 &= \text{Re}\{\mathbf{Q}' \mathbf{Y}\} \\ &= \mathbf{s}_1 + \text{Re}\left\{\sqrt{2} \mathbf{Q}' (\Lambda' \Lambda + \tilde{\Lambda}' \tilde{\Lambda})^{-1} (\Lambda' \mathbf{W}_1 + \tilde{\Lambda}' \tilde{\mathbf{W}}_2)\right\} \\ \mathbf{y}_2 &= \text{Im}\{\mathbf{Q}' \mathbf{Y}\} \\ &= \mathbf{s}_2 + \text{Im}\left\{\sqrt{2} \mathbf{Q}' (\Lambda' \Lambda + \tilde{\Lambda}' \tilde{\Lambda})^{-1} (\Lambda' \mathbf{W}_1 + \tilde{\Lambda}' \tilde{\mathbf{W}}_2)\right\} \end{aligned} \quad (17)$$

SC-FDE가 사용되는 채널은 일반적으로 주파수 선택적
페이딩 채널이므로 $N/2$ 는 coherence bandwidth보다 크
다고 할 수 있으며 식 (17)은 [5]에서 볼 수 있는 다중안
테나를 사용한 전송 다이버시티 방법의 식을 같다. 따
라서 수신기는 [5]에서와 같이 다중안테나를 사용하지 않
으면서 잡음 증폭이 완화된 두 개의 BPSK 신호를 얻게
된다. 같은 방법으로 수신기에서 MMSE 방법을 사용한
다면 식 (18) 및 (19)와 같이 쓰여진다.

$$\mathbf{Y} = \left(\Lambda \Lambda' + \tilde{\Lambda} \tilde{\Lambda}' + \frac{1}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} (\Lambda' \mathbf{X}_1 + \tilde{\Lambda}' \tilde{\mathbf{X}}_2) \quad (18)$$

$$\mathbf{y}_1 = \text{Re}\{\mathbf{Q}' \mathbf{Y}\} = \text{Re}\left\{ \mathbf{Q}' \left(\Lambda \Lambda' + \tilde{\Lambda} \tilde{\Lambda}' + \frac{1}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} (\Lambda' \mathbf{X}_1 + \tilde{\Lambda}' \tilde{\mathbf{X}}_2) \right\}$$

$$\mathbf{y}_2 = \text{Im}\{\mathbf{Q}' \mathbf{Y}\} = \text{Im}\left\{ \mathbf{Q}' \left(\Lambda \Lambda' + \tilde{\Lambda} \tilde{\Lambda}' + \frac{1}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} (\Lambda' \mathbf{X}_1 + \tilde{\Lambda}' \tilde{\mathbf{X}}_2) \right\} \quad (19)$$

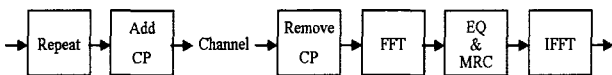


그림 4. 제안하는 방법
Fig. 4. The proposed method.

그림 4는 제안된 방법의 블록도를 보여준다. 전송하고자
하는 SC-FDE 블록을 반복한 후 두 번째 블록에 대해서
식 (11)과 같이 신호를 변경하여 전송한다. 수신기에서는
두 개의 SC-FDE 블록을 수신해서 FFT한 후 주파수축
에서 MRC를 수행한 후 IFFT를 수행한다.

IV. 실험 및 토의

제안된 방법을 검증하기 위하여 BPSK SC-FDE와
제안된 방법인 반복 전송한 QPSK SC-FDE를 BER(Bit
Error Rate) 측면에서 비교하였다. SC-FDE의 FFT 블
록 크기는 64로 하였으며 보호 구간의 크기는 16으로
하였다. 실험에 사용한 채널은 각각 0, 1, 2, 3, 4 심벌
지연으로 0, -3, -6, -9, -12dB의 전력을 가지는 다경로
페이딩 채널이다. 실험은 ZF와 MMSE 수신 방법에서
이루어졌다. 그림 5와 6은 각각 ZF와 MMSE의 실험

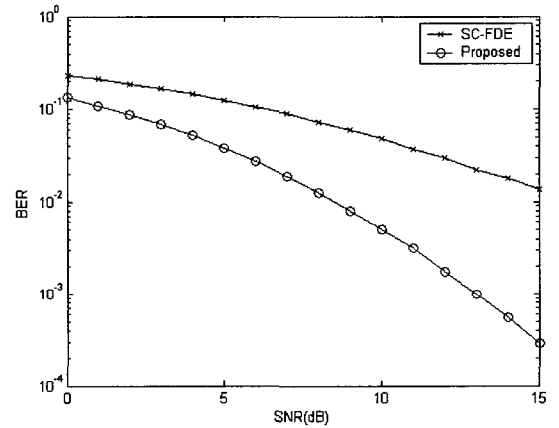


그림 5. ZF 실험결과
Fig. 5. ZF results.

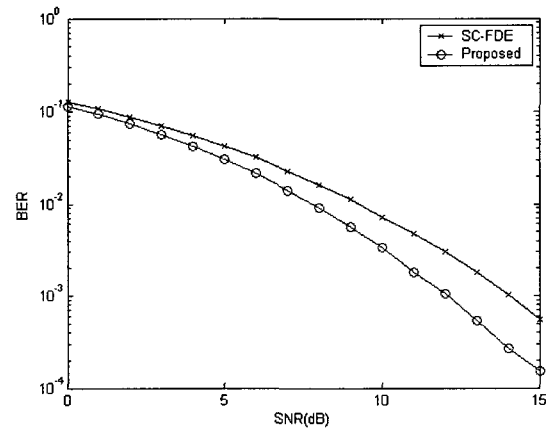


그림 6. MMSE 실험결과
Fig. 6. MMSE results.

결과를 보인다. 제안된 방법은 일반적인 SC-FDE에 비해서 다이버시티를 이용하여 잡음의 증폭을 억제하는 방법이므로 ZF 방법과 같이 잡음의 증폭이 큰 경우에는 SC-FDE와의 성능 차이가 매우 크며, 잡음을 억제하기 위한 MMSE 방법을 사용할 경우에도 SC-FDE보다 우수한 성능을 보인다.

V. 결 론

SC-FDE는 OFDM과 같이 주파수 선택적 페이딩 환경에서 구현상의 복잡도가 크지 않으면서 우수한 성능을 내면서도 OFDM의 단점인 평균전송전력 대비 최대 전송전력을 작게 유지하는 방법이다. 이 논문은 단일 안테나를 사용하는 SC-FDE 시스템에서 다중 안테나를 사용하는 시스템과 유사한 전송 다이버시티 효과를 얻는 기술을 제안하였다. 제안된 방법은 BPSK로 전송하는 대신 QPSK로 두 번 반복하여 전송하면서 전송 패턴을 달리 하여 전송 데이터가 전송할 때마다 다른 주파수로 전달되도록 하여 다이버시티 효과를 얻는다. 다이버시티 효과를 얻기 위해서 추가되는 부분은 단지 반복 전송하는 부분이므로 메모리를 제외한다면 추가적인 하드웨어의 증가는 없다.

참 고 문 헌

[1] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.17, No.3, pp.29-48, May 2000.

[2] H. Sari, G. Karam, I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting," *IEEE Communications Magazine*, Vol.3, No.2, pp.100-109, February 1995.

[3] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer, A. Koppler, "A Different Look on Cyclic Prefix for SC/FDE," *PIMRC*, pp.824-828, September 2002.

[4] H. Witschnig, G. Ossberger, A. Springer, A. Koppler, L. Maurer, M. Huemer, R. Weigel, "The Effect of Blockwise Transmission on Higher-Order Modulation Schemes for SC / FDE," *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, pp.27-30, October 2002.

[5] N. Al-Dhahir, "Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Space-Time Block-Coded Transmissions over Frequency-Selective Fading Channels," *IEEE Communications Letters*, Vol.5, No.7, pp.304-306, July 2001.

[6] IEEE Standard 802.16a: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11GHz, IEEE

[7] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, Vol.40, No.4, pp.58-66, April 2002.

[8] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, N. Esteves, "Comparisons of Two Modulation Choices for Broadband Wireless Communications," *VTC*, pp.1300-1305, May 2000.

[9] S. Haykin, "Communication Systems," *John Wiley & Sons*, 2001.

[10] G. E. Carlson, "Signal and Linear Systems Analysis," *John Wiley & Sons*, 1998.

저 자 소 개



임 민 중(정회원)

1987년 서울대학교 전자공학과 졸업 (공학사).

1993년 University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering (공학박사).

1993년~2000년 삼성전자 선임연구원.

2000년~현재 동국대학교 정보통신공학과 조교수.

<주관심분야 : 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어.>