

# 선택적 결합 기법을 활용하여 순차적 역컨벌루션과 단일반송파 수신기를 하이브리드하게 사용한 단일반송파 시스템 성능 향상에 관한 연구

종신회원 정 혁 구\*

## A Study on Performance Enhancement of Selection Combined Hybrid Sequential Deconvolution and SC-FDE for Single Carrier System

Hyeok-Koo Jung\* *Lifelong Member*

요 약

이 논문은 단일 반송파 시스템에 적용 가능한 특히 순차적 역컨벌루션 기법과 단일 반송파 변조를 하이브리드하게 사용한 송수신 기법에 선택적 결합 기법을 활용하여 성능을 향상시킨 알고리즘을 제안한다. 선택적 결합 알고리즘은 안테나 공간 다이버시티 효과를 갖는 알고리즘으로서 수신기 입장에서 좋은 채널을 선택할 수 있다는 장점이 있고 이것을 활용할 경우 수신기 입장에서는 안테나 개수만 증가하고 기저대역은 종래의 수신기와 동일한 구조를 유지할 수 있다는 장점이 있다. 제안하는 알고리즘은 종래의 주파수 영역 등화기를 사용한 단일 반송파 전송 알고리즘과 비교하여 성능향상이 우수한 것으로 나타났다.

**Key Words** : selection combining, deconvolution, SC-FDE, preamble, chooser

### ABSTRACT

This paper proposes a selection combined hybrid sequential deconvolution and single carrier modulation with a zero forcing frequency domain equalizer for single carrier transmission system in order to enhance performance. Selection combining method is an algorithm of antenna space diversities, the receiver can choose the best channel environment only with the increase of the number of antennas, but a baseband structure is the same as the traditional receiver architecture. Simulation results show that the proposed algorithm has a better performance rather than the traditional single carrier transmission with a frequency domain equalizer.

### I. 서 론

단일 반송파 전송 방식<sup>[1]</sup>은 전통적인 통신 방식으로서 현대의 다중 멀티 탭 채널에 대한 시스템 복잡도가 최근에 연구되고 있는 OFDM<sup>[2]</sup>(Orthogonal

Frequency Division Multiplexing) 시스템보다 심하므로 관심을 받지 못하고 있는 주제이다. 하지만 단일 반송파 전송 방식은 주파수 영역에서 사용자 데이터를 할당하고 시간영역에서 송신하는 구조의 형태로 4G LTE<sup>[3]</sup> 방식의 uplink 방식에 사용되기 시

\* 한밭대학교 정보기술대학 정보통신공학과(junghk@hanbat.ac.kr)

논문번호 : KICS2011-12-610, 접수일자 : 2011년 12월 12일, 최종논문접수일자 : 2012년 2월 24일

작하는데, 이것은 단일 반송파 전송 방식이 OFDM 변조 방식보다 PARR 문제에 있어서 장점을 가지고 있으며, 반송파 옵셋에 민감도가 덜하다는 등의 장점이 있기 때문이다. OFDM 시스템은 무선 랜(LAN : Local Area Network) 시스템의 경우에 매우 효율적인 방식으로 알려져 있으며, 특히 OFDM 기술의 결합 기술, 선택적 결합(SC : Selection Combining)과 최대 수신율 결합(MRRC : Maximum Ratio Receive Combining), 은 또한 OFDM 시스템의 성능 향상을 위해 꾸준히 연구되어 왔다<sup>4,5</sup>. 한편 이와 같은 새로운 연구주제로 인하여 다시 연구되고 있는 단일 반송파 전송 방식은 종래의 주파수 영역에서 채널 등화를 수행하는 SC-FDE(Single carrier frequency domain equalization)<sup>11</sup> 방식과 시간영역에서 등화기를 설계하여 사용하는 방법이 대표적인 수신기 구조이다. 시간 영역에서 등화 동작을 수행하여 채널 보상을 하는 시간 영역 등화기 구조 수신기는 채널 추정기 하드웨어의 복잡도 때문에 주파수 영역에서 단일 탭으로 채널을 등화하는 SC-FDE 방식이 널리 사용되고 있다. 한편 단일 반송파 전송 방식에서 SC-FDE 방식의 구조를 적용하기 위해서는 데이터의 블록화가 필수적이며, 또한 데이터 블록의 환형 컨벌루션 방법을 사용하기 위해서는 CP(Cyclic Prefix)가 사용되고 있으며 최근에는 CP 대신에 데이터를 전혀 신지 않는 ZPS(Zero Padded Suffix) 방식으로 제안되고 있으며, 이 방법은 평균 신호 전력이 낮아진다는 점에서 MB-OFDM<sup>6</sup> 등에서 규격으로 채택되어 사용되고 있다. 그런데 이 ZPS 방식을 단일 반송파 전송 방식에 사용하게 되면, 시간 영역에서는 순차적인 역컨벌루션을 수행할 수 있게 된다. 그런데 이 역컨벌루션 기법은 데이터 블록의 처음에는 오류가 작지만, 데이터의 검출 및 복호가 진행됨에 따라 오류가 전파되는 경향이 있으므로 데이터 블록의 끝부분에서는 오류가 커지는 경향이 있다. 그러나 이와 같은 오류에도 불구하고 순차적 역컨벌루션 방법은 채널의 특정 구간에서는 매우 좋은 성능을 갖는 오류율을 보이므로, 영('0') 강제 주파수 영역 등화기 기술을 사용하는 종래의 단일 반송파 복조기를 2차적인 수신기로 사용한다. 또한 병렬로 사용하는 두 개의 수신기 중에서 어느 수신기의 데이터를 사용할 것인지를 판별하기 위하여 프리앰블 심볼을 지정하고 지정된 프리앰블 심볼에서의 오류를 비교하여 프리앰블 심볼의 오류가 작은 수신기의 수신 데이터를 사용한다. 이렇게 구성

된 하이브리드 알고리즘(hybrid sequential deconvolution and SC-FDE)<sup>17</sup>에 수신 안테나를 다수 개 사용하여 수신 채널의 다양화를 시도하고 그 중 비트오류율에 가장 적합한 채널을 선택하는 알고리즘을 제안하고 그 결과를 평가한다.

이 논문에서는 보호구간이 있는 단일 반송파 시스템에 적용하기 위한 선택적 결합 방법을 활용한 순차적 역컨벌루션과 SC-FDE(ZF) 알고리즘을 하이브리드하게 결합한 알고리즘을 제안하고, HiperLAN/2 채널 A 환경에서 모의실험하여 그 결과를 비교하였다. 모의 실험 결과에서 우리는 종래의 SC-FDE 시스템과 성능을 비교하였고 그 성능은 비트오류율(BER : Bit Error Rate)로 제시하였다. 이 논문의 구성은 먼저 2장에서는 제시하는 알고리즘의 송신기 및 수신기 블록도를 보인다. 3장에서는 실험 결과를 제시하고 고찰하며, 4장에서는 결론을 맺는다.

## II. 순차적 역컨벌루션과 SC-FDE의 하이브리드 알고리즘의 선택적 결합 방법

제안하는 알고리즘의 송신기 블록도는 그림 1 (a)와 같다. 송신기 알고리즘은 종래의 단일 반송파 변조 알고리즘과 같으며, 단지 일정한  $N$  개의 개수(이하 부반송파 개수라고 한다.)마다 보호구간을 두

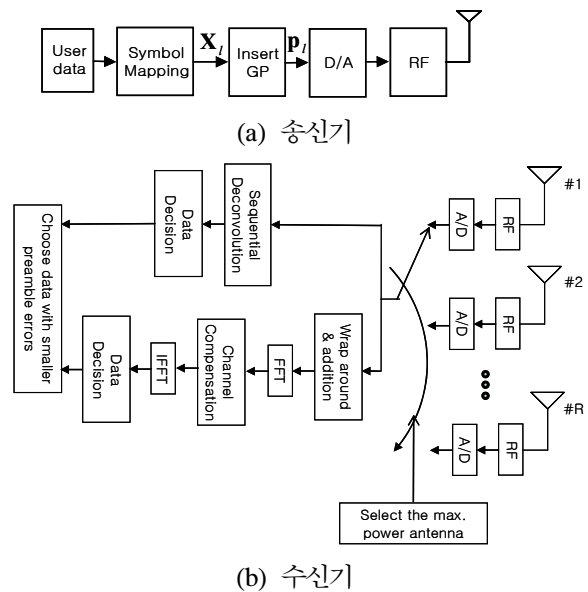


그림 1. 제안하는 알고리즘의 블록도  
Fig. 1. Block diagram of the proposed algorithm

는 ZPS(Zero Padded Suffix) 알고리즘을 사용한다. 따라서 수신기에서는 주파수 영역에서 채널 보상을 수행하는 SC-FDE 의 경우에 부분반송파 개수를 넘어가는 채널응답을 데이터 블록의 초기 부분에 더하는 ‘Wrap around & addition’ 블록이 필요하게 된다. 이렇게 구성된  $\mathbf{X}_i$  신호 뒤에 GP(Guard Period) 개의 연속된 0을 첨가하면 송신기 심볼  $\mathbf{p}_i$  이 만들어진다.

$$\mathbf{p}_i = \left[ X_i^0 X_i^1 \dots X_i^{N-1} \overbrace{0 \dots 0}^{GP} \right] \quad (1)$$

제안하는 알고리즘의 수신기 블록도는 그림 1 (b) 와 같다. 수신기에서는 두 종류의 수신기를 동시에 사용한다. 첫 번째 수신기는 순차적 역컨벌루션부인데, 이것은 순차적·결정적 역컨벌루션부, 데이터 검출부 등으로 구성된다. 두 번째 수신기는 SC-FDE (ZF) 수신기로서 OFDM 심볼 길이를 넘어가는 채널 출력을 잘라내어 OFDM 심볼의 앞부분에 더해주는 wrapping around and addition부, FFT, 채널 보상, 그리고 IFFT 부로 구성된다. 결정 단계에서는 프리앰블 위치에서의 오류가 더 작은 수신기 데이터를 수신 데이터로서 선택하여 사용한다. 여기서 두 개의 수신기를 사용하는 이유는 순차적 역컨벌루션 기법이 발산하는 경향이 있으므로 첫 번째 수신기의 역컨벌루션 출력이 발산하는 경우에 두 번째 SC-FDE(ZF)를 사용하기 위함이다. 모의실험에 사용한 프리앰블 크기는 1, 5, 그리고 32인데 이 중에서 5개의 심볼을 프리앰블로 사용하는데 그 이유는 프리앰블로 할당되는 심볼 수가 크면 클수록 BER 성능이 더 향상되지만, 데이터 페이로드가 작아지므로 데이터 페이로드(data payload)와 성능을 함께 고려하여 결정하였다. 이것은 그림 2 에 보여준다.

### 2.1. 다수의 수신기 안테나에 적용한 선택적 결합 방법

수신기에  $R$ 개의 수신 안테나를 그림 1 (b) 와 같이 설치하고, 이 안테나들의 신호들로부터 신호전력을 쉐수 있는 회로를 구성하고 가장 큰 전력을 갖는 안테나 신호를 사용하기 위하여 선택기를 사용한다. 이 선택기로부터 출력되는 신호를 사용하여 수신 안테나를 선택하고 이 때 사용되는 수신기 안테나 선택 알고리즘은 전력 측정 구간  $S$  중에서

평균 전력이 가장 큰 안테나를 선택한다. 시간 영역에서 전력 측정 구간  $S$  동안  $R$ 번 반복되는 신호를 구성한 후 수신단에서는  $R$ 개의 수신 안테나를 순차적으로 스위칭하면서 신호를 수신한 뒤, 각 안테나에 대해서 SNR을 비교해야 하는데 실제 환경에서는 정확한 SNR을 구하는 것이 불가능하므로 SNR 대신 다음과 같은 순간 평균 전력을 이용한다.

$$P_i^i = \sum_{n=(i-1)\frac{S}{R}}^{(i-1)\frac{S}{R} + \left(\frac{S}{R}-1\right)} (q_{i,l}^n)^* q_{i,l}^n \quad (2)$$

여기에서  $q_{i,l}^n$  은 송신 안테나에서  $i$  번째 수신 안테나로 수신되는  $l$  번째 데이터 심볼 벡터중  $n$  번째 시간 영역 신호이다. 여기에서는 채널의 통계적 특성이 하나의 OFDM 심볼 주기내에서 일정하다고 가정하고 식 (2)에서 구한 평균 전력을 비교하여 순간 평균 전력이 최대인 수신 안테나를 선택하게 된다. 이때 선택적 결합 알고리즘에 의하여 선택된 수신 안테나 신호는  $q_i^n$  가 된다.

### 2.2. 송신신호의 결정적 역컨벌루션과 재변조

$l$  번째 심볼 주기에서의 채널 임펄스 응답을  $M$  개의 탭을 가진  $\mathbf{h}_l$  라하고, 채널 출력을  $\mathbf{q}_l$ , 그리고 송신 신호를  $\mathbf{p}_l$  이라고 하면 식 (3)과 같이 기술된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_l &= [h_l^0 h_l^1 \dots h_l^{M-1}] \\ \mathbf{q}_l &= [q_l^0 q_l^1 \dots q_l^N \dots q_l^{N+GP-1}] \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 심볼 주기 인덱스에 해당하는  $l$ 은 수식을 간편하게 보기 위하여 생략한다.

$$\mathbf{q} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (4)$$

여기에서  $\otimes$  과  $\mathbf{w}$ 는 컨벌루션과 AWGN을 각각 의미한다.

$$q^i = \sum_{m=0}^{M-1} p^{i-m} h^m + w^i, \quad 0 \leq i < N + (M-1) \quad (5)$$

만일  $M$ 이 (GP+1) 보다 같거나 작다면, 즉

HiperLAN/2 채널 A 경우,  $p^{-m} (1 \leq m < M)$ 은 그 전의 OFDM 심볼의 보호구간에 속하고,  $p^{N+m} (0 \leq m < M-1)$ 은 식 (6)과 같이 현재의 OFDM 심볼의 GP 에 속하게 된다. 따라서 시간영역 사용자 송신 신호는 식 (7)과 같이 추정하여 계산한다.

$$p^{-1} = p^{-2} = \dots = p^{-(M-1)} = 0, p^N = p^{N+1} = \dots = p^{N+(M-2)} = 0 \quad (6)$$

$$\hat{p}^i = \left( q^i - \sum_{m=1}^{M-1} \text{mod}(\text{demod}(A))h^m \right) / h^0, \quad 0 \leq i < N$$

$$A = \begin{cases} p^{i-m}, & i-m < 0 \\ \hat{p}^{i-m}, & i-m \geq 0 \end{cases}$$

$$\hat{p}^{-1} = \hat{p}^{-2} = \dots = \hat{p}^{-(M-1)} = 0 \quad (7)$$

여기에서 mod는 데이터 비트 값을 정해진 성상도로 심볼 맵핑하여 데이터 심볼로 만드는 것을 의미하며, demod 는 심볼 맵핑된 것을 디지털 비트로 변환하는 것을 의미한다. 만일  $M$  이 GP+1 보다 크다면, 즉 HiperLAN/2 채널 C 경우 (22 taps),  $p^{-17}, \dots, p^{-21}$ 의 다섯 개의 데이터 심볼은 전의 OFDM 심볼의 프리앰블에 속하게 되고(만일 프리앰블 데이터 개수를 5으로 가정한 경우) 처음의 다섯 개의  $\hat{p}^i (0 \leq i < 5)$ 은 바로 전의 OFDM 심볼  $p^{-17}, \dots, p^{-21}$ 을 이용하여 추정할 수 있다.

$$\hat{p}^i = \begin{cases} \left( q^0 - \sum_{m=17}^{21} p^{-m} h^m \right) / h^0, & i=0 \\ \left( q^i - \sum_{m=0}^{i-1} \text{mod}(\text{demod}(\hat{p}^m))h^{i-m} - \sum_{m=17}^{21-i} p^{-m} h^{i+m} \right) / h^0, & 1 \leq i < 5 \\ \left( q^i - \sum_{m=0}^{M-i-1} \text{mod}(\text{demod}(B))h^m \right) / h^0, & 5 \leq i < N \end{cases}$$

여기서,  $B = \begin{cases} p^{i-m}, & i-m < 0 \\ \hat{p}^{i-m}, & i-m \geq 0 \end{cases}$

$$(8)$$

이제 식 (7)과 (8)를 이용하면 알 수 있듯이, 데이터 역컨벌루션이 진행됨에 따라, 관련된 AWGN 개수는 채널 길이까지 증가하게 된다. 순차적인 처리로 인하여 발생하는 오류의 전파를 줄이기 위하여  $\hat{p}^i$ 은 디지털 비트로 복조되고 그 후에 재변조하여  $\hat{s}^i$ 을 만든다.

### 2.3. 더 작은 오류를 갖는 수신기를 선택하기 위한 프리앰블 구조

역컨벌루션 오류는 전파되는 경향이 있으므로, 프리앰블을 할당하는 순서는 송신신호의 뒷부분부터 한다. 예를 들어  $P$  개의 프리앰블이 할당되었다면  $X_i^{N-P} X_i^{N-(P-1)} \dots X_i^{N-1}$ 을 프리앰블로 할당한다.

## III. 실험 및 고찰

선택적 결합 성능을 실험하기 위하여 송신기의 안테나 개수는 1개, 수신기의 안테나 개수는 1, 2, 4, 8, 16개로 한다. 송신기에서는 하나의 안테나로 데이터를 전송하고 수신기에서는 최대 16개의 안테나 중에서 가장 SNR 이 큰 안테나의 신호를 선택하기 위하여 순시 전력을 측정하여 가장 순시 전력이 큰 안테나의 신호가 SNR이 가장 크다고 가정하고 그 안테나의 신호를 복호하며, 복호기로는 하이브리드 알고리즘(hybrid sequential deconvolution and SC-FDE[ZF])을 사용한다. 사용하는 하이브리드 알고리즘은 두 개의 수신기로 구성되며, 하나는 시간영역에서 수행하는 순차적 역컨벌루션 알고리즘이고, 두 번째 수신기는 SC-FDE(ZF) 이다. 그리고 두 개의 수신기중 하나의 수신기를 선택하기 위하여 5개의 프리앰블 심볼을 사용하며, 두 개의 수신기중 오류가 적은 수신기를 선택하기 위한 선택기가 있다.

송신기의 전송 속도는 14.75M symbols/sec = 59 symbols/4us이고, 매 80 심볼(59 개의 데이터 페이

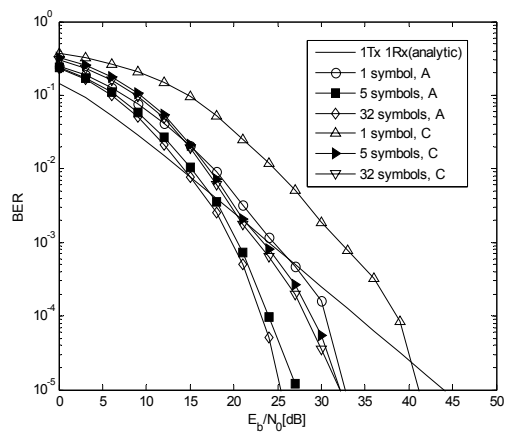
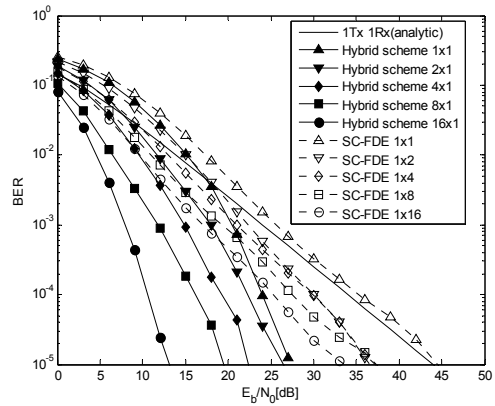


그림 2. 프리앰블 심볼 수에 따른 성능 변화 추이  
Fig. 2. Performance change to the number of preamble symbols

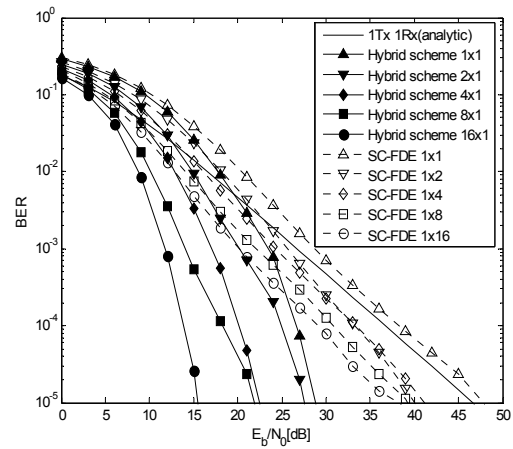
로드, 5 개의 프리앰블, 그리고 16개의 보호구간) 씩 그룹화한다. 수신기에서 모의실험에 사용한 OFDM 시스템의 파라미터는 다음과 같다. 전체 20MHz 대역은 64개의 부반송파로 나누어지고, 유효 심볼 주기( $T_s=3.2\mu s$ )와 보호구간을 포함하는 하나의 OFDM 심볼주기는  $4\mu s$ 이다. HiperLAN/2 channel A를 모의 실험에 사용하는데, 채널 상태 정보는 알고 있다고 가정한다. 비교하는 시스템으로는 영 강제 주파수 영역 등화기를 사용한 단일 반송파 시스템(SC-FDE[ZF])을 사용하여, 그림 3 에서 HiperLAN/2 채널 A 에서의 제안하는 선택적 결합 하이브리드 알고리즘과 SC-FDE[ZF]의 성능을 보여 준다. QPSK 의 경우는 그림 3 (a)에 성능이 표현 되어 있으며, 선택적 결합 하이브리드 알고리즘의 선택적 결합에 따른 이득 개선 효과는  $10^{-5}$  BER에서 27dB로서 13dB인 SC-FDE의 이득개선보다 약 14dB 의 성능 향상 효과를 보인다. 16 QAM 의 경우는 그림 3 (b)에 성능이 표현되어 있으며,  $10^{-5}$  BER에서 29dB로서 15.5dB인 SC-FDE의 이득개선 보다 약 13.5dB 의 성능 향상 효과를 보인다. 또한 64 QAM 의 경우는 그림 3 (c)에 성능이 표현되어 있으며,  $10^{-5}$  BER에서 33.5dB로서 19.5dB인 SC-FDE의 이득개선보다 약 14dB의 성능 향상 효과를 보인다.

#### IV. 결 론

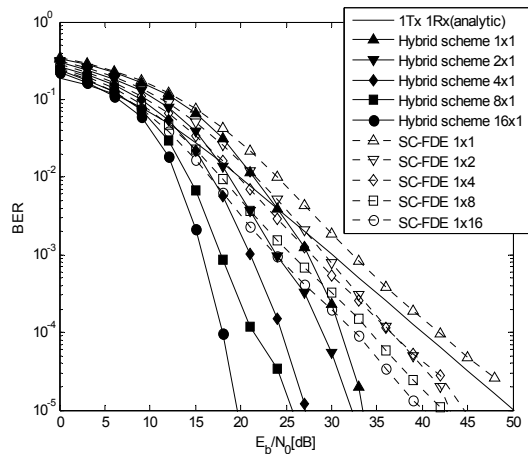
이 논문은 보호구간이 있는 단일 반송파 송신을 위한 선택적 결합 순차적 역컨벌루션 알고리즘과 SC-FDE를 하이브리드하게 사용한 알고리즘을 제안 한다. 송신기에서의 전송 심볼은 보호구간이 있는 단일 반송파 전송 심볼이며, 순차적 역컨벌루션 알고리즘의 오류 발산을 막기 위하여 결정적 기법을 사용하는 변형된 역컨벌루션 기법, 부차적인 수신기 알고리즘, 그리고 선택기 판정법을 사용하였고, 선택적 결합 기법을 사용하기 위한 선택기를 제안하였다. 선택적 결합을 위한 수신기 안테나 개수로는 최대 16개를 사용하였고, 선택적 결합 하이브리드 알고리즘의 경우에는 종래의 선택적 결합 SC-FDE 알고리즘과 비교하여 우수한 성능을 보인다.



(a) QPSK



(b) 16 QAM



(c) 64 QAM

그림 3. 선택적 결합 하이브리드 알고리즘과 SC-FDE 알고리즘 성능 비교

Fig. 3. Performance comparison between the selection combined hybrid scheme and SC-FDE algorithm

## 참 고 문 헌

- [1] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [2] *IEEE P802.11n™ / D3.00, Part11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications.*
- [3] *3GPP TS 36.211 V8.9.0, "E-UTRA: Physical channels and modulation," Technical Specification Group Radio Access Network, Rel. 8, Dec. 2009.*
- [4] W. G. Jeon and H. K. Jung, "Hybrid SC/MRRC Technique for OFDM Systems," *IEICE Trans. on Commun.* vol. E89-B, no. 3, pp. 1003-1006, March, 2006.
- [5] H. K. Jung, W. G. Jeon, K. H. Seo, and Y. S. Cho, "A Subcarrier Selection Combining Technique for OFDM Systems," *IEICE Trans. on Commun.*, vol. E86-B, no. 7, pp. 2119-2124, July, 2003.
- [6] *WiMedia PHY specification 1.5, WiMedia Alliance, Aug. 2009.*
- [7] H. K. Jung, "Hybrid STT/ERT and SC-FDE technique for single carrier transmission with a guard period," *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 20, pp. 1723-1729, Oct. 2010.

정 혁 구 (Hyeok-Koo Jung)                      중심회원  
현재 한밭대학교 정보기술대학 정보통신공학과 부교  
수

한국통신학회논문지 2005년 5월 제30권 5C호 참조