
ITU-R 실측채널에서 SOVA 기반의 터보부호를 적용한 W-CDMA 시스템의 성능 분석

전준수*

Performance of W-CDMA System with SOVA-based Turbo Decoder in ITU-R Realistic Channel

Jun-Soo Jeon*

요 약

긴 블록 크기의 터보부호는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널 환경에서 매우 좋은 성능을 보이는 것으로 알려져 있으며, 또한 3GPP(3rd Generation Partnership Project)의 W-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)에서는 터보부호를 에러 정정 코드로 강력하게 권장하고 있다. 최근 실시간 통신 시스템을 위해서 짧은 블록 크기를 갖는 터보부호에 대한 관심이 고조되고 있다. 따라서 본 논문에서는 ITU-R 실측 채널 모델에서 1/3의 부호화율과 192 비트의 짧은 프레임 크기를 갖는 터보부호를 고려하였다.

본 논문에서는 MRC(Maximal Ratio Combining) 다이버시티와 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm)에 기초한 터보부호를 동시에 갖는 RAKE 수신기를 적용한 10MHz 시스템 대역폭을 갖는 W-CDMA 시스템의 성능을 분석하였다.

ABSTRACT

Turbo codes of long block sizes have been known to show very good performance in an AWGN channel and the turbo code has been strongly recommended as error correction code for W-CDMA in 3GPP(3rd Generation Partnership Project). Recently, turbo codes of short block sizes suitable for real time communication systems have attracted a lot of attention. Thus, in this paper we consider the turbo code of 1/3 code rate and short frame size of 192 bits in ITU-R channel model.

We analyzed the performance of W-CDMA systems of 10MHz bandwidths employing RAKE receiver with not only MRC diversity but also SOVA-based turbo code.

키워드

Turbo code, SOVA, RAKE 수신기, MRC 다이버시티, W-CDMA

1. 서 론

무선 이동통신 시스템에서 페이딩 채널의 특성

으로 인하여 발생하는 비트 오류를 정정하기 위해 사용되는 채널 부호화는 통신 신뢰도를 개선시키는 매우 중요한 기법이다. 이러한 이동통신 시스템

에 사용되는 채널 부호화 기법은 길쌈부호 등 여러 가지가 있는데 최근 들어 터보부호가 그 우수한 성능으로 인하여 많은 관심의 초점이 되고 있다.

Berrou 등에 의해 제안된 터보부호는 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널 상에서 인터리버의 크기가 큰 경우에 Shannon 한계에 근접하는 우수한 성능을 나타낸다고 알려져 있다[1]. 이런 강력한 부호화 기법을 무선 통신 시스템에 적용하기 위하여 근래에 많은 연구가 활발히 진행되고 있으며 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널에서도 터보부호의 우수한 성능이 입증되고 있다[2].

따라서 본 연구에서는 차세대 무선 통신 시스템을 유연성 있게 지원할 수 있는 광대역 CDMA (W-CDMA) 방식에 짧은 프레임 크기를 갖는 터보부호를 적용하여 W-CDMA 시스템의 성능을 분석하고자 한다. 무 부호화(no coding), 길쌈부호, 터보부호 기법이 3GPP의 트랜스포트(transport) 채널에서 적용된다. 3GPP의 트랜스포트 채널의 종류에 따른 부호화 기법과 부호화율은 표 1과 같다[11].

표 1. 3GPP에서 사용되는 코딩 기법과 부호화율
Table 1. Usage of channel coding scheme and coding rate in 3GPP

트랜스포트 채널의 종류	부호화 기법	부호화율
BCH	길쌈부호	1/2
PCH		
RACH		
CPCH, DCH DSCH, FACH	터보부호	1/3, 1/2
	No coding	1/2

II. 터보부호

1. 터보 부호기

본 논문에서 사용된 터보 부호기는 그림 1과 같이 두 개의 RSC(Recursive Systematic Convolutional) 부호기와 인터리버로 구성된다. 각 부호기는 인터리버를 사이에 두고 병렬로 연결되어 있으며 동일한 정보 비트열을 각각 부호화 한다. 본 연구에서는 부호화율이 1/3이고, 광대역 다중경로 실측채널에 적절한 192 비트의 짧은 프레임 크기를 고려하였다. 내부 인터리버는 패딩된 직각 매트릭스 비트들의 입구와 pruning된 직각 매트릭스 비트들의 출구로 구성되어 있다. 터보 부호 내부

인터리버의 입력 비트는 $x_1, x_2, x_3, \dots, x_K$ 로 표시된다. 여기에서 $K(40 \leq K \leq 5114)$ 는 비트 수이다[11].

터보 부호는 인터리버의 길이가 증가할수록 우수한 성능을 나타내는 반면, 지연시간이 증가하게 되는 단점이 있다[3]. 따라서 음성통신과 같이 실시간 처리가 중요시되는 경우에는 인터리버의 길이, 즉 성능과 지연시간 사이에 적절한 조화가 필요하게 된다. 본 연구에서는 실시간 통신 시스템에 적절한 짧은 프레임 크기의 터보부호의 성능을 조사하기 위해 블록 크기가 192 비트인 불규칙(random) 인터리버를 사용하였다.

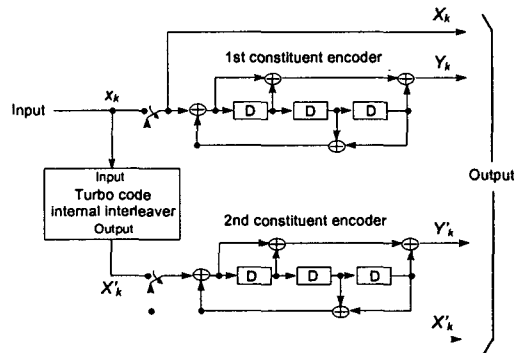


그림 1. 3GPP의 1/3 터보부호기의 구조.
Fig. 1. Structure of rate 1/3 Turbo coder in 3GPP.

그림 1에서 살펴보면, 터보 부호기는 이진 데이터 d_k 를 $\{X_k, Y_{1k}, Y_{2k}\}$ 로 부호화한다. 여기서 시퀀스 X_k 는 시스템메틱(systematic) 시퀀스를 나타내고, 시퀀스 Y_{1k} 는 d_k 의 패리티(parity) 비트를, Y_{2k} 는 d_k 가 인터리버를 통과하여 순서가 뒤바뀐 정보 비트의 패리티 비트를 나타낸다. 인터리버는 정보 비트들을 두 번째 부호기의 입력으로 바꾸는데 사용된다. 좀더 면밀히 검토해 보면, 인터리버 길이를 N 이라고 했을 때 입력정보 비트열은 $d = (d_1 d_2 \dots d_k \dots d_N)$, $d_k \in \{0, 1\}$ 이고, 부호기의 출력은 다음과 같다.

$$Y_1 = (Y_{11} Y_{12} \dots Y_{1k} \dots Y_{1N}), Y_{1k} \in \{0, 1\}$$

$$Y_2 = (Y_{21} Y_{22} \dots Y_{2k} \dots Y_{2N}), Y_{2k} \in \{0, 1\}$$

Y_2 는 인터리버를 통과한 정보 비트열을 부호화한 것이다. 채널을 통과한 후의 수신된 시퀀스는 $R^N = (R_1, R_2, \dots, R_k, \dots, R_N)$, $R_k = (x_k, y_k)$ 으로 표현한다. 여기서 x_k 와 y_k 는 부호기의 출력

X_k 와 Y_k 가 변조되어 채널을 통과한 신호를 의미한다. 이 시스템의 전체 터보 부호의 부호화율은 1/3이다.

2. 복호 알고리즘

복호 알고리즘은 MAP(Maximum a-Posteriori) 알고리즘과 비터비 알고리즘을 보완한 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm) 알고리즘이 있다. SOVA 알고리즘은 soft output을 얻는데 사용된다. MAP 알고리즘은 계산량 많고 구현하기 힘들다. 그러므로 본 논문에서는 계산량이 적고 구현하기 쉬운 SOVA 알고리즘을 사용하였다[4].

터보 복호기의 구성도는 그림 2와 같다.

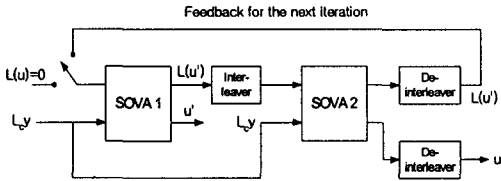


그림 2. 터보 복호기.
Fig. 2. Turbo Decoder.

SOVA 알고리즘은 다음과 같다.

1. 영 상태에서만 $M_0^{(m)}$ 을 0으로 초기화 한다.

$$M_0^{(m)} = \begin{cases} 0, & \text{zerostate} \\ -\infty, & \text{otherstate} \end{cases}$$

2. 시간 t 를 증가시키면서 격자도의 각 상태에서 메트릭을 계산한다.

$$M_i^{(m)} = M_{i-1}^{(m)} + u_i^{(m)}L_c y_{i,1} + u_i^{(m)}L(u_i) + \sum_{j=2}^N x_{i,j}^{(m)}L_c y_{i,1}$$

- m : 가능한 이진 경로
- $M_i^{(m)}$: 시간 t , 경로 m 에 대한 누진 메트릭
- $u_i^{(m)}$: 시간 t , 경로 m 에 대한 시스템에터 비트
- $x_{k,j}^{(m)}$: 시간 t , 경로 m 에서 N 개의 중 j 번째 비트 ($2 \leq j \leq N$)
- $y_{k,j}^{(m)}$: $x_{k,j}^{(m)}$ 이 채널을 통과하여 수신된 값
- L_c : 채널 신뢰도
- $L(u_i)$: 시간 t 에서 사전 확률 값

3. 각 상태에서 $\max_m M_i^{(m)}$ 을 구한다. $M_i^{(1)}$ 은 최적경로 메트릭을, $M_i^{(2)}$ 는 경쟁경로 메트릭을 나타낸다.
4. 최적경로와 그에 해당하는 비트 및 메트릭 $M_i^{(1)}$ 를 저장한다.
5. $\Delta_i^0 = \frac{1}{2} |M_i^{(1)} - M_i^{(2)}|$ 를 계산한다.
6. 시간 t 의 각 상태에서 최적경로와 경쟁경로를 비교하여 두 경로간에 해당하는 비트가 서로 다른 경우에 그 메모리 레벨 (MEM)에서 Δ_i^{MEM} 을 업데이트 한다.
7. 수신된 시퀀스의 마지막까지 단계 2로 다시 돌아간다.
8. 추정된 비트 시퀀스 u' 와 $L(u')$ 를 출력한다. $L(u')$ 는 succeeding 복호기를 위한 사후 시퀀스 $L(u)$ 에 의해 판단되어진다.

III. 다중경로 채널에서의 W-CDMA

광대역 다중경로 채널은 그림 3처럼 일반적으로 선형필터로 표현되므로 채널 임펄스 응답은 식(1)과 같다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{p_l} a_l \delta(t - \tau_l) e^{j\theta_l} \tag{1}$$

여기서 p_l 은 ITU-R M.1225 전력 지연 프로파일의 l 번째 요소의 전력이고, a_l 은 서로 독립적이고 평균이 0인 시변 복소 가우시안 프로세스의 크기로부터 얻어진 레일리 분포의 랜덤변수이며, τ_l 은 시간 지연, θ_l 은 프로세스의 위상이다. 여러 경로들의 위상, θ_l 은 상호 독립적인 랜덤변수로서 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일 분포로 가정한다. 시간지연 τ_l 과 경로세기 성분 $\sqrt{p_l}$ 은 ITU-R 전력 지연 프로파일에서 얻을 수 있다.

본 논문에서는 100[nsec]의 시간 해상도를 가진 ITU-R 채널모델을 사용하므로 채널 대역폭을 전형적인 10MHz로 가정하고 10MHz 대역폭의 경우의 CDMA 시스템에 대하여 분석한다.

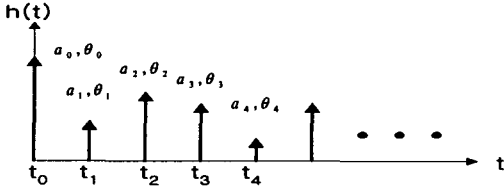
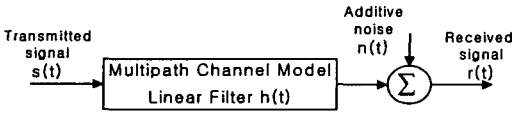


그림 3. 선형 필터 모델.
Fig. 3. Linear filter model.

W-CDMA 신호를 해석하기 위해서 전체 수신신호는 K 개의 DS 신호의 합으로 구성되고 각각은 서로 비동기적이라고 가정한다. 또한 코히런트(coherent) BPSK 변조방식과 완벽한 전력 제어와 동기화를 가정한다.

k 번째 전송된 신호는 식(2)와 같다.

$$s_k(t) = m_k(t) c_k(t) \exp(j\omega_0 t) \quad (2)$$

여기서 $m_k(t)$ 와 $c_k(t)$ 는 각각 k번째 사용자의 데이터와 확산코드를 나타낸다. 모든 수신신호 $r(t)$ 는 식(3)과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{p_l} a_{k,l} m_k(t - \tau_{k,l}) c_k(t - \tau_{k,l}) \times \exp[j\{\omega_0(t - \tau_{k,l}) + \theta_{k,l}\}] + n(t) \quad (3)$$

여기서 K는 전체 사용자 수이고 L은 다중경로 수이며, $n(t)$ 는 가산성 가우시안 잡음을 나타낸다.

원하는 사용자로부터의 신호는 $k=0$, 그리고 $k=1, 2, \dots, K-1$ 는 그 외 사용자들로부터의 신호를 의미한다. 또한 $l=0$ 은 첫 번째 도착한 신호를 의미하며, $l=1, 2, \dots, L-1$ 은 그 외의 다중경로로 신호들이다. 그리고 $\tau_{k,l}$ 은 사용자 k의 l번째 신호의 지연 시간을, $\theta_{k,l}$ 은 사용자 k의 l번째 위상천이를 나타낸다.

$t = T$ 에서 전형적인 상관기의 출력은 다음 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} Z(T) &= \text{Re} \left[\int_0^T 2r(t) c_0(t) \exp(-(\omega_0 t + \theta_0)) dt \right] \quad (4) \\ &= \text{Re} \left[\int_0^T 2 \{s_0(t) + s_i(t) + n(t)\} c_0(t) \right. \\ &\quad \left. \times \exp(-(\omega_0 t + \theta_0)) dt \right] \equiv S + I + N \end{aligned}$$

$Z(T)$ 의 통계적 특성을 구하기 위해서 $Z(T)$ 의 각 성분 S, I, N의 통계적 특성을 분석해야 한다. 먼저 원하는 사용자의 신호 S의 통계적 특성을 살펴보면, S에 관한 식(5)를 유도할 수 있다[5].

$$S = \left| \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{p_l} \tilde{a}_{0,l} \exp(j\Phi_{0,l}) R_c(\tau_{0,l}) \right| \quad (5)$$

식(5)에서 \sim 는 랜덤 변수의 표기이다. 모든 다중경로 성분을 이용하기 위해서 최대 결합비(MRC) RAKE 수신기를 사용한다고 하면 그때 수신기 출력은 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_T = S_T + I_T + N_T \quad (6)$$

그리고 수신기 출력의 신호성분인 S_T 의 통계적 특성에 대한 식은 다음과 같이 표현된다.

$$S_T = \sum_{i=1}^M G_i S_i \quad (7)$$

여기서 G_i 는 i 번째 가지의 이득으로 신호전압 대 잡음과 간섭 전력의 비이며, 식(8)로 표현할 수 있다[6][7].

$$S_i = K \frac{S_i}{N} \quad (8)$$

보통 MAI(Multiple Access Interference)는 가우시안으로, 그리고 잡음은 가산성 가우시안 잡음으로 알려져 있다[8][9]. 식(5)에서 L이 충분히 크다면 S는 여러 개의 복소 랜덤 변수를 더한 절대값이 된다. S의 확률분포함수, 즉 $p(s)$ 의 이론적 유도대신 불규칙 변수 발생기(random number generator)를 이용하여 수치적으로 S를 생성함으로써 $p(s)$ 를 구한다. 그러면 $p(s)$ 는 터보부호의 페이딩 상수가 된다.

IV. 모의실험

식(6)를 이용하여 S를 수치적으로 발생시켜 터보복호기의 입력으로 사용되는 W-CDMA 신호들의 확률밀도함수 ($p(s)$)를 구하여 그 결과를 그림 4에

도시하였다. S는 단위 전력을 갖도록 일반화된 것이다. 이 연구는 ITU-R 채널 환경에서의 수신신호를 터보부호를 적용한 레이크 수신기를 통과시킴으로써, 레이크 수신기의 가지 수에 따른 성능을 분석하기 위한 것이다. 이 연구에서 터보 부호기는 그림 1과 같이 3개의 메모리와 1개의 랜덤 인터리버를 갖으며, 부호율은 1/3이다. 또 실시간 처리를 위하여 192 비트의 짧은 인터리버를 사용하였다.

성능을 비교 평가하기 위해서 outdoor to indoor, 보행자 환경을 고려한다. ITU-R M.1225 채널 파라미터는 표 2와 같다[10].

표 2. outdoor to indoor, 보행자 환경의 탭 지연선 파라메타

Table 2. Outdoor to indoor and pedestrian test environment tapped-delay-line parameters

Tap	Channel B	
	Relative Delay (ns)	Average Power (dB)
1	0	0
2	200	-0.9
3	800	-4.9
4	1200	-8.0
5	2300	-7.8
6	3700	-23.9

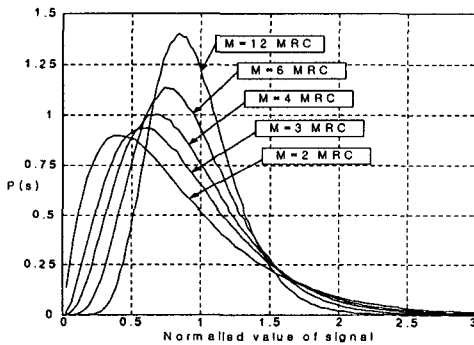


그림 4. 도심지역에서 10MHz 대역폭의 pdf.
Fig. 4. Pdfs of 10MHz bandwidth systems in urban area.

모의실험에서 터보 복호기는 SOVA 알고리즘을 사용하였고, 레이크 수신기의 가지 수(M)가 각각 3, 4, 6 그리고 12개인 시스템에 터보부호가 적용되었

을 때의 비트 에러확률은 그림 5 ~그림 8과 같다.

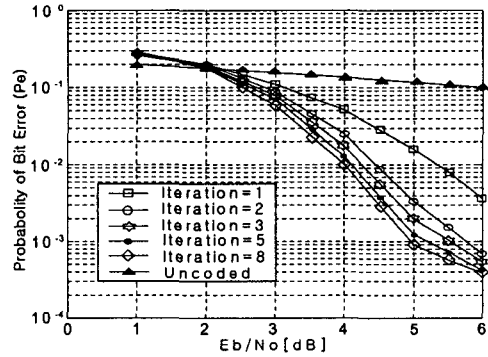


그림 5. M=3인 10MHz 대역폭 시스템의 BER.
Fig. 5. BER of 10MHz bandwidth systems with M=3.

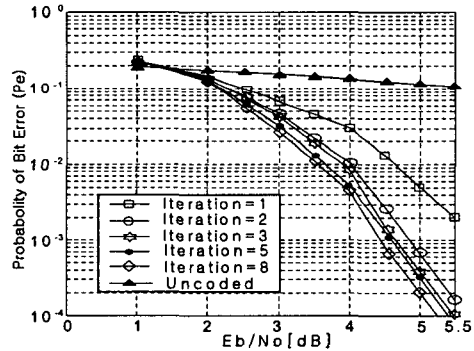


그림 6. M=4인 10MHz 대역폭 시스템의 BER.
Fig. 6. BER of 10MHz bandwidth systems with M=4.

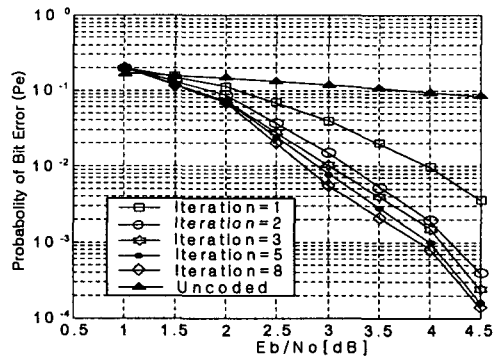


그림 7. M=6인 10MHz 대역폭 시스템의 BER.
Fig. 7. BER of 10MHz bandwidth systems with M=6.

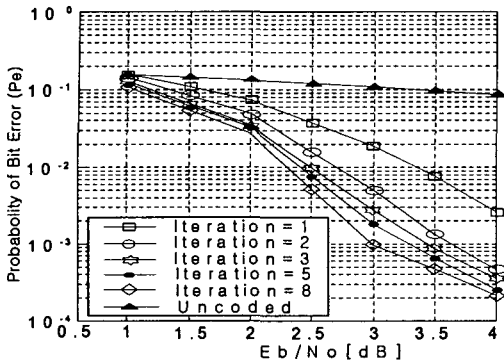


그림 8. M=12인 10MHz 대역폭 시스템의 BER.
Fig. 8. BER of 10MHz bandwidth systems with M=12.

V. 결 론

본 논문은 광대역 다중경로 채널 환경에서 터보 부호를 사용하는 W-CDMA 시스템의 성능을 모의 실험을 통하여 분석하였다. 성능 분석을 위해 수치적으로 W-CDMA의 수신신호를 생성하였고, 터보 부호를 적용하여 성능을 설명하였다. 또한 음성과 같은 실시간 처리에 적당한 터보부호화 된 시스템을 만들기 위해 SOVA 복호 알고리즘을 짧은 프레임 크기의 데이터에 적용하였다. 그리고, 성능은 반복 복호의 실행으로 설명하였다.

표 3. BER 10^{-3} 에서의 branch 개수와 iteration 횟수에 따른 E_b/N_0 (dB)

Table 3. Required E_b/N_0 for different number of branches and number of iterations at the BER of 10^{-3}

Iteration 수 / branch 수	I=2	I=3	I=5	I=8
M=3	5.82	5.55	5.23	4.99
M=4	5.17	4.88	4.77	4.48
M=6	4.30	4.21	4.00	3.96
M=12	3.98	3.66	3.45	3.00

모의실험 결과, 10^{-3} 의 BER에 대하여 M=4에서 3번의 반복복호를 수행하는 경우와 M=3에서 8번의 반복복호를 수행하는 경우, M=4에서 8번의 반복복호를 수행하는 경우와 M=6에서 2번의 반복복호를 수행하는 경우, 또 M=12에서 2번의 반복복호를 수행하는 경우와 M=6에서 8번의 반복복호를

수행하는 경우에 거의 동일한 성능을 나타냄을 볼 수 있다.

터보부호는 3GPP의 W-CDMA에서 오류정정부호로 채택되어졌다. 따라서, 이 논문의 결과는 터보부호 시스템의 구현의 기본 데이터로서 유용할 것이다.

참고문헌

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes," IEEE ICC'93, Genoa, Switzerland, vol. 2, pp. 1064-1070, May 1993.
- [2] E. K. Hall and S. G. Wilson, "Design and Analysis of Turbo Codes on Rayleigh Fading Channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. JSAC-16, no. 2, pp. 160-174, Feb. 1998.
- [3] A. S. Barbulescu and S. S. Pietrobon, "Interleaver Design for Turbo Codes," Electronics Letters, vol. 30, no. 25, pp. 2107-2108, Dec. 1994.
- [4] S.S. Pietrobon and A.S. Barbaulescu, "A simplification of the modified Bahl decoding algorithm for systematic convolutional codes," in Proc., Int. Symp. on Info. Theory and Applications, Sydney, Australia, pp. 1073-1077, Nov. 1994.
- [5] Cheol-Sung Kim, Hoon Jeong and Dong-Jin Oh, "Comparison W-CDMA and N-CDMA systems over wideband Rayleigh channel," Proc. of 10th PIMRC'99, pp. 1007-1011, Osaka, Japan, Sep. 1999.
- [6] M. D. Yacoub, "Foundations of Mobile Radio Engineering," CRC Press, 1993.
- [7] J. G. Proakis, Digital Communication, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [8] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase coded spread spectrum multiple access communication -Part I : System

Analysis," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, pp. 795-799, Aug. 1977.

- [9] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of spread spectrum communications A Tutorial," IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, pp. 855-884, May 1982.
- [10] Recommendation ITU-R M.1225, Guideline for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000, (question ITU-R 39/8), 1997.
- [11] Document of 3GPP, Multiplexing and channel coding (FDD), 3GPP TS 25.212 v3.5.0(2000.12), (Release 1999).

저자소개

전준수(Jun-Soo Jeon)



1994년 2월 동신대학교 전자공학과(공학사)

1988년 8월 동신대학교 전기전자공학과(공학석사)

2003년 8월 전남대학교 컴퓨터정보통신공학과(공학박사)

2003년 9월~현재 전남대학교 정보통신연구소, 전임연구원

2004년 3월~현재 전남대학교 정보통신연구소, Post-Doc. 과정

※관심분야 : 디지털통신시스템, MIMO 시스템, 스마트 안테나, 부호화 이론, SDR