

실내 무선 채널에서 안테나 다이버시티를 적용한 비이진 터보 부호화된 초광대역 무선통신 시스템의 성능 분석

Performance Analysis of Non-Binary Turbo Coded UWB System with Antenna Diversity
in Indoor Wireless Channel

김은철 김진영
(광운대학교, 박사과정) (광운대학교, 부교수)

Key Words : 펄스 위치 변조-시간 도약 초광대역 무선통신 시스템, 비이진 터보부호, 안테나 다이버시티, SV (Saleh and Valenzuela) 채널

목 차

- I. 서론
- II. 시스템 모델
- III. 비이진 터보 부호
- IV. 실험 결과
- V. 결론

I. 서론

무선통신 환경에서 송신기가 송신한 신호는 다중 경로를 통하여 전송된 후 각 경로의 지연값이 동일하지 않기 때문에 랜덤한 시간 간격을 두고 수신기에 수신된다. 이때 수신기에 가장 먼저 도착한 신호는 그 다음부터 도착하는 동일한 신호에 의해 간섭을 받게 되며 시스템 성능은 열화된다. 이를 다중 경로 페이딩 이라고 한다. 수신기는 각 경로로 들어온 신호를 분리하여 적절히 결합함으로써 다중 경로 페이딩에 의한 시스템 성능 열화를 극복하고 시스템 성능을 향상시킬 수 있다. 만약 다중 경로가 모두 독립적인 페이딩을 겪는다고 가정하면, 각 경로에 있는 신호의 동일한 성분이 동시에 페이딩에 의해 장애를 받을 확률은 매우 작다. 따라서 송신기는 동일한 신호를 서로 독립적인 다중 경로로 송신하고 수신기는 적절한 결합 기법을 이용하여 다중 경로의 신호를 결합함으로써 수신된 신호의 신호대 잡음비를 향상시키고 전체 시스템 성능을 향상시킬 수 있다. 이를 다이버시티 기법이라 한다 [1-3].

또한 무선통신 채널에는 잡음과 함께 간섭 신호가 존재하는데, 송신된 신호는 이러한 성분들 때문에 왜곡되고 수신기에서는 잘못된 결정을 내려서 시스템 성능이 저하된다. 따라서 시스템 성능을 향상시키기 위해 채널에서 발생하는 잡음이나 간섭 신호에 의한 오류를 수신단에서 검출 및 정정하는 것이 필요하다. 이러한 기술을 채널 부호화라고 하는데, 블록 부호 계열의 선형 부호, 해밍 부호, RS (Reed-Solomon) 부호 등이 있고, 콘볼루션 부호 형태의 터보 부호 등이 있다 [4]. 이 부호들 중에서 비이진 터보 부호로써 1993년 Berrou 등에 의해

제안된 이중 이진 터보 부호는 효과적인 오류 정정 능력을 가지고 있으며 빠른 복호 능력을 보인다 [5-6].

본 논문에서는 안테나 다이버시티를 적용한 초광대역 무선통신 (UWB : Ultra Wide Band) 시스템에 [5-6]의 비이진 터보 부호를 적용하여 실내 무선 채널에서 시스템 성능을 분석하였다. 여기서 초광대역 무선통신 시스템은 펄스 위치 변조-시간 도약 (PPM-TH : Pulse Position Modulation) 방식의 UWB 시스템이다. 성능 분석 과정에서 실내 무선 채널은 변형된 SV (Saleh and Valenzuela) 채널 [7]로 모델링 하였으며, 채널 부호화된 신호의 복호화 알고리즘으로는 계산의 복잡성을 줄이고, 처리량을 높이며, 전력 소모를 줄이기 위해서 Max Kog-MAP 알고리즘을 사용하였다. 시스템 성능은 비트 오류 확률 측면에서 분석하였다.

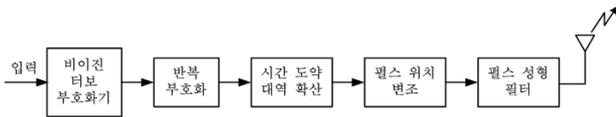
본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II장에서는 본 논문에서 고려한 PPM-TH UWB 시스템의 송·수신기 모델과 실내 무선 채널 모델에 관해 언급하고, 비이진 터보 부호화 및 복호화에 대해서 제 III장에서 소개한다. 제 IV장에서는 모의 실험 결과를 설명하고, 제 V장에서 본 논문의 결론을 제시한다.

II. 시스템 모델

1. PPM-TH UWB 시스템 송신기 모델

그림 1은 비이진 터보 부호화를 적용한 PPM-TH UWB 시스템의 송신기 구조를 나타낸다. 먼저 디지털화된 입력 신호

를 비이진 터보 부호화기를 통하여 채널 부호화한 후, 각 부호화된 비트를 반복 부호화기에서 N_s 회 반복한다. 이는 채널에서 간섭 신호나 잡음 신호에 의한 시스템 성능의 열화를 막기 위한 과정이라 할 수 있다. 다음으로 시간 도약 부호를 이용하여 신호의 대역폭을 확산시킨 후, 펄스 위치 변조기를 통하여 각 신호를 변조한 후, 펄스 성형 필터와 안테나를 통하여 변조된 신호를 송신한다.



<그림 1> 비이진 터보 부호화를 적용한 PPM-TH UWB 시스템 송신기 구조

송신기 출력 $s(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} p(t - jT_s - c_jT_c - a_j\epsilon) \quad (1)$$

여기서 $p(t)$ 는 펄스 성형 필터의 충격 응답이고, t 는 송신기 클락 시간이며, T_s 와 T_c 는 각각 펄스 반복 시간과 칩 지속 시간을 나타낸다. 이 때 T_s 는 펄스 폭의 수백 배 정도가 된다. $\{c_j\}$ 는 시간 도약 시퀀스이고, $\{a_j\}$ 는 동일 비율의 이진 심볼로 구성된 광의의 정적 랜덤 프로세스로 모델링된 데이터 시퀀스가 비이진 터보 부호화기를 통과한 후의 시퀀스이다. ϵ 은 변조 인자로서, 시스템 성능을 최적화하기 위해 $c_jT_c + \epsilon < T_s$ 를 만족하여야 한다.

2. 채널 모델

본 논문에서는 IEEE 802.15.SG3a 에서 UWB 시스템의 채널 모델로 선택한 변형된 SV 모델을 실내 무선 채널 모델로 선택하였다. 표 1은 변형된 SV 모델의 설정 파라미터를 나타낸다. 본 논문에서는 Case A의 시나리오만을 고려하였다.

표 1. 변형된 SV 모델의 설정 파라미터

| Scenario | A (1/ns) | λ (1/ns) | Γ | γ | σ_ξ (dB) | σ_ζ (dB) | σ_g (dB) |
|-------------------------|---------------|---------------------|----------|----------|----------------------|------------------------|--------------------|
| Case A LOS (0-4m) | 0.0233 | 2.5 | 7.1 | 4.3 | 3.3941 | 3.3941 | 3 |

이산 시간 다중경로 채널 충격 응답은 식 (2)와 같다.

$$h(t) = X \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} \delta(t - T_n - \tau_{nk}) \quad (2)$$

여기서 α_{nk} 는 n 번째 클러스터의 k 번째 다중 경로 계수이다. 이는 식 (3)과 같이 정의할 수 있다.

$$\alpha_{nk} = p_{nk} \beta_{nk} \quad (3)$$

여기서 p_{nk} 는 +1와 -1의 값이 동일 확률로 분포하는 이산 랜덤 변수이고, β_{nk} 는 클러스터 n 에 속한 다중 경로 k 와 관련

된 로그 노말 채널 계수이다. β_{nk} 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta_{nk} = 10^{\frac{x_{nk}}{20}} \quad (4)$$

여기서 x_{nk} 는 평균이 μ_{nk} 이고 분산이 σ_{nk}^2 인 가우시안 랜덤 변수이다. x_{nk} 는 식 (5)과 같이 표현할 수 있다.

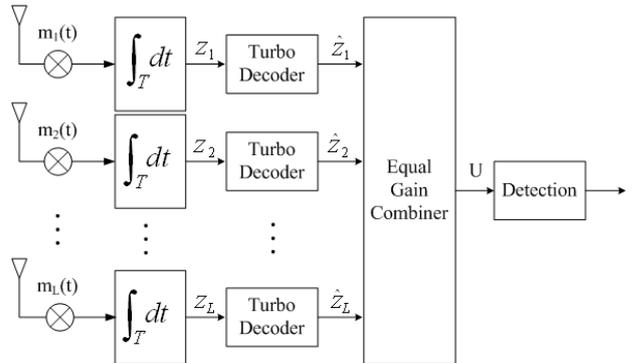
$$x_{nk} = \mu_{nk} + \xi_n + \zeta_{nk} \quad (5)$$

여기서 ξ_n 와 ζ_{nk} 는 각각 클러스터와 채널에서 채널 계수의 변화를 나타내는 가우시안 랜덤 변수이다.

T_n 은 n 번째 클러스터의 도착 시간을 나타내며, τ_{nk} 는 n 번째 클러스터의 k 번째 다중 경로에 대한 지연을 나타낸다. N 은 관찰된 클러스터의 개수를 나타내고, $K(n)$ 은 클러스터에 수신된 다중경로의 개수를 나타내며, X 는 채널이 진폭 이득을 나타내는 로그노말 랜덤 변수이다.

3. PPM-TH UWB 시스템 수신기 모델

그림 2는 수신 안테나 다이버시티를 적용한 UWB 시스템의 수신기 구조를 나타낸다. 이 수신기는 안테나 다이버시티를 구현하기 위해서 L 개의 안테나로 구성되어 있다. 여기서 각 안테나는 충분히 멀리 떨어져 있다고 가정한다. 따라서 각 안테나로 수신되는 신호는 각각 독립적인 페이딩의 영향을 받는다. 다이버시티 결합 기법은 더해진 신호의 신호대 잡음비를 향상시킨다. 따라서 그림 2의 L 이 증가할수록 비트 오류 확률과 같은 시스템 성능이 향상됨을 예상할 수 있다.



<그림 2> 수신 안테나 다이버시티를 적용한 PAM-DS UWB 시스템의 수신기 구조

각 안테나로 수신된 신호는 상관 마스크 $m_l(t)$, $l=1, 2, \dots, L$, 와 곱해진 후 적분기를 통과하며, $m_l(t)$ 는 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$m_l(t) = m(t - \tau_l) \quad (6)$$

여기서 τ_l 는 l 번째 전송 경로의 지연값이다.

L 개의 적분기의 각각의 출력 Z_l 은 터보 복호화기를 통하여 복호화되고, 동일 이득 결합기를 통하여 더해진 후, 결정 변수 U 를 생성한다.

수신 신호 $r(t)$ 는 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

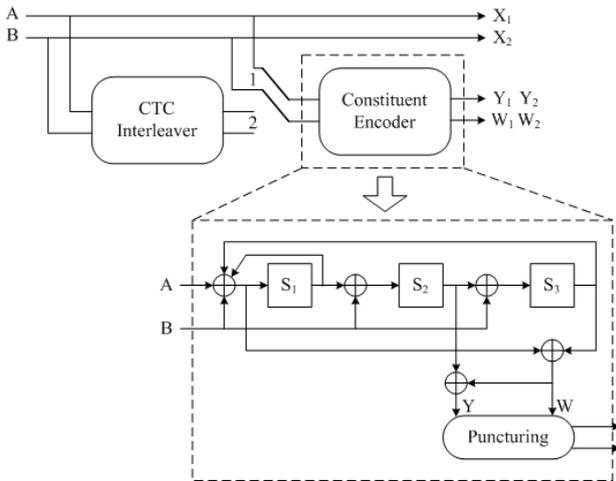
$$r(t) = \sqrt{E_{RX}} \sum_j \sum_{n=1k=1}^N \sum_{K(n)} \alpha_{nk} a_j p(t - jT_s - \phi_j - \tau_{nk}) + n(t) \quad (7)$$

여기서 $E_{RX} = X^2 E_{TX}$ 는 하나의 송신된 펄스에 대한 전체 수신된 에너지이고, E_{TX} 는 펄스당 송신 에너지이며, a_j 는 j 번째 송신된 펄스의 진폭이다. 그리고 ϕ_j 는 j 번째 펄스의 시간 상에서 흔들림을 나타내는데, PAM-DS 신호의 경우 $\phi_j = 0$ 이다. $n(t)$ 는 수신기 입력단에서의 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN : additive white Gaussian noise)으로 평균은 0이고 표준편차는 σ 이다. 그리고 채널 계수 α_{nk} 에 포함된 에너지는 1로 정규화되어 식 (8)을 만족시킨다.

$$\sum_{n=1k=1}^N \sum_{K(n)} |\alpha_{nk}|^2 = 1 \quad (8)$$

III. 비이진 터보 부호

1. 비이진 터보 부호화

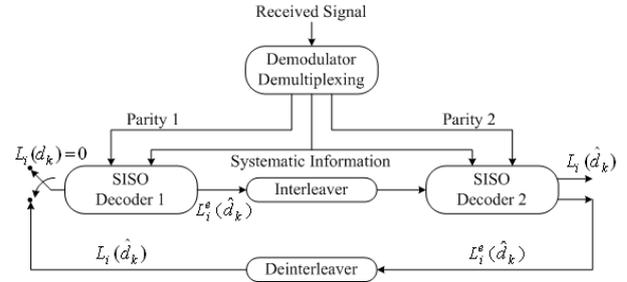


<그림 3> 비이진 터보 부호화기 구조

그림 3은 비이진 터보 부호화기 구조를 나타낸다 [5, 8]. 여기서 S_1, S_2, S_3 는 각각 쉬프트 레지스터를 나타낸다. 이전 이진 터보 부호화기는 선형 케환 쉬프트 레지스터의 입력으로 단위시간당 두 개의 비트를 공급한다. 즉 두 개의 연속된 이진 비트들을 하나의 2-비트 심볼 (A, B)로 형성한 후 부호화를 수행한다. 이 때 constituent 부호화기는 콘볼루션 부호화 기법을 사용한다. 정보 블록 N 비트의 입력은 $N/2$ 비트로 구성된 A, B 서브 블록으로 나뉜다. 부호기에서 입력 A, B 서브 블록은 출력 A, B, Y_1, W_1, Y_2, W_2 서브 블록을 생성하고 각 서브 블록은 $N/2$ 비트로 구성되어 있다. 따라서 평처링을 거치지 않은 비이진 터보 부호는 $1/3$ 의 부호율을 갖는다. 출력에서 A, B 서브 블록은 정보 비트가 그대로 출력되는 systematic 부호화의 결과이고, Y_1 과 W_1 서브 블록은 정보 비트를 비이진 구조의 케환형 콘볼루션 부호기를 통과시킨 후 생성된 패리티 비트이고, Y_2 와 W_2 는 인터리버를

거친 정보 비트를 비이진 구조의 케환형 콘볼루션 부호기를 통과시킨 후 생성된 패리티 비트이다.

2. 비이진 터보 복호화



<그림 4> 비이진 터보 복호화기 구조

그림 4는 비이진 터보 부호의 복호화기를 나타낸다 [9]. 터보 복호기에서는 연속된 입력 비트들이 Trellis Mux를 통하여 정보 비트와 패리티 비트로 구분된다. 그리고 정보 비트와 패리티 비트가 이전의 SISO (Single Input Single Output) 복호기에 의해 발생된 사전 정보값과 함께 복호화 과정에 이용된다. 그리고 복호화된 결과가 이전의 복호화된 결과 값과 비교된 후 추가 부가 정보들을 이용하여 복호화를 반복하여 결과값에 대한 신뢰도를 증가시킨다. 일정 회수만큼 반복 복호화된 결과값은 경관정을 거쳐서 최종값으로 결정된다.

본 논문에서는 시스템의 계산의 복잡성을 줄이고, 처리량을 높이며, 전력 소모를 줄이기 위해서 비이진 터보 부호에 대해서 복호화 알고리즘으로 Max Log-MAP 알고리즘을 고려하였다.

먼저 식 (9)의 로그 스케일의 branch 천이 확률을 계산한다.

$$\bar{\gamma}_k^i(S_{k-1}, S_k) = \ln \gamma_k^i(S_{k-1}, S_k) = \ln p(y_k | d_k) P(d_k) \quad (9)$$

여기서 S_k 는 시간 k 에서 레지스터의 상태를 나타내고, y_k 는 수신된 심볼을 나타내며, d_k 는 정보 심볼을 나타낸다. [9]에 나타난 바와 같이 식 (9)의 결과는 다음과 같다.

$$\bar{\gamma}_k^i(S_{k-1}, S_k) = \frac{1}{2} L_C [y_k^{s,I} x_k^{s,I}(i) + y_k^{s,Q} x_k^{s,Q}(i)] + \ln P(d_k) \quad (10)$$

$$= \frac{1}{2} L_C [y_k^{p,I} x_k^{p,I}(i, S_{k-1}, S_k) + y_k^{p,Q} x_k^{p,Q}(i, S_{k-1}, S_k)]$$

여기서 $y_k^{s,I}, y_k^{s,Q}, y_k^{p,I}, y_k^{p,Q}$ 는 각각 I 채널 및 Q 채널을 통하여 수신된 systematic 비트와 패리티 비트 값을 나타낸다. 그리고 $x_k^{s,I}(i), x_k^{s,Q}(i), x_k^{p,I}(i, S_{k-1}, S_k), x_k^{p,Q}(i, S_{k-1}, S_k)$ 는 각각 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) constellation 에 매핑된 코드워드 비트를 나타낸다. 또한 k 는 상수이다. 본 논문에서는 QPSK 변조방식을 사용하지 않고 PPM 변조 방식을 사용하였으므로 I 채널 및 Q 채널로 데이터를 전송하는 것이 없다. 따라서 비이진 터보 부호화를 적용할 수가 없다. 하지만 비이진 터보 부호화를 적용하기 위하여 부호화된 신호 중 I 채널로 전송되는 신호를 홀수번째 비트로 하고 Q 채널로 전송하는 신호를 짝수번째로 비트로 하여 PPM 변조를 수행

하였다.

다음으로 MAP 알고리즘에서 순방향 반복과 역방향 반복에 의해 생성된 값 $\alpha_k(S_k)$ 와 $\beta_k(S_k)$ 를 구하고 이의 최대값을 구한다.

$$\text{---} \quad (11)$$

$$\text{---} \quad (12)$$

그리고 로그 우도비를 계산한다.

$$L_i(d_k) = \ln \frac{\sum_{d_k=1}^{(S_{k-1}, S_k)} \gamma_k^i(S_{k-1}, S_k) \alpha_{k-1}(S_{k-1}) \beta_k(S_k)}{\sum_{d_k=0}^{(S_{k-1}, S_k)} \gamma_k^0(S_{k-1}, S_k) \alpha_{k-1}(S_{k-1}) \beta_k(S_k)} \quad (13)$$

여기서 $i = 1, 2, 3$ 이다.

마지막으로 식 (14)의 이전 복호기로부터 다음 복호기에 대한 심볼의 확률을 계산하여 최대값을 구한다.

$$L_i(d_k) = L_i(\hat{d}_k) = \ln \frac{P[d_k = i]}{P[d_k = 0]} \quad (10)$$

$$\ln P[d_k = 00] = -\max [0, L_1^e(\hat{d}_k), L_2^e(\hat{d}_k), L_3^e(\hat{d}_k)] \quad (11)$$

$$\ln P[d_k = 01] = L_1^e(\hat{d}_k) - \max [0, L_1^e(\hat{d}_k), L_2^e(\hat{d}_k), L_3^e(\hat{d}_k)] \quad (12)$$

$$\ln P[d_k = 10] = L_2^e(\hat{d}_k) - \max [0, L_1^e(\hat{d}_k), L_2^e(\hat{d}_k), L_3^e(\hat{d}_k)] \quad (13)$$

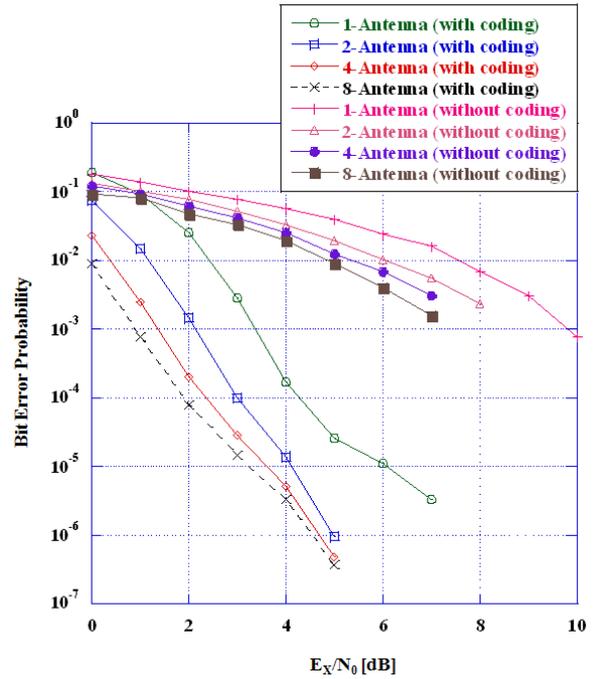
$$\ln P[d_k = 11] = L_3^e(\hat{d}_k) - \max [0, L_1^e(\hat{d}_k), L_2^e(\hat{d}_k), L_3^e(\hat{d}_k)] \quad (14)$$

IV. 실험 결과

실험에서 사용한 이진 이중 터보 부호의 부호기는 8개의 상태를 가지고, 부호율은 1/3이다. 그리고 부호기에 입력되는 데이터의 한 블록은, A 서브 블록이 212비트, B 서브 블록이 212비트로, 총 424비트이다. 초광대역 무선통신 시스템은 평균 송신 전력이 -30 dBm이고, 비트당 펄스의 개수를 1개로 하였다. 심볼간 간섭은 발생하지 않는 것으로 가정하였고, 송·수신기 사이의 거리는 2 m로 설정하였으며, 앞에서 언급한 것처럼 SV 채널 모델 파라미터에서 LOS (Line of Sight) 경우인 Case A가 실험에 적용되었다.

그림 5는 PPM-TH UWB 시스템에 비이진 터보 부호화 및 안테나 다이버시티를 적용한 경우, 다양한 안테나 개수에 대하여 펄스 에너지대 잡음 에너지 (E_x/N_0)에 따른 비트 오류 확률을 나타낸 것이다. 비이진 부호화를 적용하지 않은 경우에 비해서 부호화를 적용한 경우 부호화 이득으로 인한 성능 향상을 확인할 수 있다. 또한 비이진 부호화는 펄스 에너지대 잡음 에너지가 증가할수록 상당한 부호화 이득을 제공하는 것을 알 수 있다. 또한 예상한 바와 같이 안테나 다이버시티에 의해 수신된 신호의 신호대 잡음비가 증가하기 때문에 수신기의 안테나 개수가 1개에서 2개, 2개에서 4개로 증가할수록 채널 부호화에 상관없이 시스템 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 시스템의 성능이 증가하는 비율은 감소하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 비이진 터보 부호화와 안테나 다이버시티는 실내 무선 채널에서 PPM-TH UWB 시

스템의 성능을 향상시키는데 매우 효과적임을 알 수 있다.



<그림 5> 다양한 안테나 개수와 비이진 부호화에 대하여 펄스 에너지대 잡음 에너지에 따른 비트 오류 확률

V. 결론

본 논문은 PPM-TH UWB 시스템에 안테나 다이버시티와 비이진 터보 부호화를 적용한 경우, IEEE 802.15.SG3a에서 제안한 실내 무선 채널에서 시스템 성능을 분석하였다. 실험 결과로부터 비이진 터보 부호화는 상당한 부호화 이득을 제공하는 것을 알 수 있었다. 또한 안테나 다이버시티에 의해 수신 신호의 신호대 잡음비 향상으로 인하여 시스템 성능이 더욱 향상되는 것을 확인하였다. 하지만 성능의 향상폭은 감소하여 안테나 개수가 일정 수준 이상이 되면 성능 포화 현상을 보이는 것을 확인하였다. 본 논문의 결과는 PPM-TH UWB 시스템의 상향 링크를 설계하는데 활용될 수 있다.

참고문헌

1. J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
2. B. Sklar, *Digital Communications Fundamentals and Applications*, 2nd ed., Prentice Hall PTR, 2001.
3. J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, Artech House, 1998.
4. S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding*, 2nd ed., Prentice Hall, 2004.
5. C. Berrou, C. Douillard, and M. Jezequel, "Multiple parallel concatenation of circular recursive systematic convolutional(CRSC) codes," *Annals of Telecommun.*, vol. 54, no. 3-4, pp. 166-172, Mar. 1999.

6. C. Berrou, C. Douillard, and M. Jezequel, "Designing turbo codes for low error rates," *Digest of IEE Colloq. on "Turbo codes in digital broadcasting-could it double capacity?,"* vol. 195, Nov. 1999.
7. IEEE 802.15.SG3a, "Channel modeling Sub-committee Report Final," *IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, Feb. 2003.
8. C. Douillard and C. Berrou, "Turbo codes with rate- $m/(m+1)$ constituent convolutional codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 10, pp. 1630-1638, Oct. 2005.
9. M. R. Soleymani, Y. Gao, and U. Vilaipornsawai, *Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2002.