

논문 2005-42TC-7-4

페이딩 채널에서 직렬 결합 CPM (SCCPM)에 대한 RS-A-SISO 알고리즘과 확률 밀도 진화 분석

(Density Evolution Analysis of RS-A-SISO Algorithms for Serially
Concatenated CPM over Fading Channels)

정 규 혁*, 허 준**

(Kyuhyuk Chung and Jun Heo)

요 약

Iterative detection은 additive white Gaussian noise(AWGN) channel의 경우 interleaver들을 포함한 조합유한상태머신(concatenated Finite State Machine)들에 대해 근사적으로 optimal solution에 가깝다는 것이 입증되었습니다. 수신단에서 정확한 채널 상태 정보(perfect channel state information)가 얻어질 수 없는 경우 adaptive Iterative detection이 시간적으로 변하거나 또는 부정확한 채널 변수를 다루기위해 필요합니다. Iterative detection과 adaptive iterative detection에 대한 기본 building block은 각각 Soft-Input Soft-Output (SISO)와adaptive SISO (A-SISO)입니다. SISO와 A-SISO의 complexity은 state memory나 channel memory에 비례해서 지수적으로 증가합니다. 본 논문에서는 Reduced State SISO (RS-SISO) 알고리즘이 A-SISO의 complexity 감소를 위해 적용되어 fading ISI channel을 통한 serially concatenated CPM의 성능이 adaptive iterative detection을 이용하면 터보 코드 같은 성능을 나타내는 것과 또한 RS-A-SISO system이 큰 iterative detection gain을 가지는 것을 보였습니다. RS-A-SISO 알고리즘에 대한 다양한 design option들의 성능을 평가하였으며 성능과 complexity를 비교하였습니다. 또한 보통 AWGN 채널에서 사용되어지는 density evolution 분석기법이 주파수 선택적인 페이딩 채널에서 RS-A-SISO 시스템에서도 좋은 분석기법임을 보였습니다.

Abstract

Iterative detection (ID) has proven to be a near-optimal solution for concatenated Finite State Machines (FSMs) with interleavers over an additive white Gaussian noise (AWGN) channel. When perfect channel state information (CSI) is not available at the receiver, an adaptive ID (AID) scheme is required to deal with the unknown, and possibly time-varying parameters. The basic building block for ID or AID is the soft-input soft-output (SISO) or adaptive SISO (A-SISO) module. In this paper, Reduced State SISO (RS-SISO) algorithms have been applied for complexity reduction of the A-SISO module. We show that serially concatenated CPM (SCCPM) with AID has turbo-like performance over fading ISI channels and also RS-A-SISO systems have large iteration gains. Various design options for RS-A-SISO algorithms are evaluated. Recently developed density evolution technique is used to analyze RS-A-SISO algorithms. We show that density evolution technique that is usually used for AWGN systems is also a good analysis tool for RS-A-SISO systems over frequency-selective fading channels.

Keywords: Iterative detection, SCCPM, RS-A-SISO, Turbo code, density evolution

* 정희원, 미국 University of Southern California 전기공학과
(Communication Sciences Institute, Electrical Engineering--Systems, Dept. University of Southern California, Los Angeles, CA 90089-2565, USA)

** 정희원, 건국대학교 전자공학부
(College of Information and Telecommunications Department of Electronics Engineering Konkuk University)

※ 이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었습니다. (KRF-2004-003-D00218)

접수일자: 2005년3월16일, 수정완료일: 2005년7월1일

I. 서 론

반복 복호(Iterative Decoding) 또는 터보 복호(turbo decoding) 기법은 결합된 각각의 부호 (constituent code)와 ISI 페이딩 채널 메모리로 구성된 부호 네트워크를 최적화(optimal) 성능에 거의 근접한 성능으로 복호 할 수 있다. [1], [2]에서는 길쌈부호화된 CPM (TCCPM)의 다중경로 페이딩 환경에서의 성능을 반복 복호를 사용하지 않고 나타내었다. 또한, [3]과[5]에서는 CPM의 recursive 성질을 이용하여 TCCPM이 직렬결합길쌈부호(SCCC^[4])와 같이 큰 인터리버 성능이득을 나타냄을 보였다. 적응형-SISO (Adaptive-SISO) 블록은 정확한 채널정보가 수신단에 주어지지 않을 때 SISO 블록에 기반을 둔 확장수단으로 개발되었다^[6]. SISO 블록의 복잡도는 구속장(constraint length)에 비례해서 지수적으로 증가하기 때문에 감소된 상태수(reduced state)를 갖는 RS-SISO 알고리즘이 state 수가 많은 경우에 복잡도를 줄이는 방법으로 제안되었다^{[7][8]}.

확률밀도진화(density evolution) 기법은 반복복호 성능을 분석하기 위해 최근에 널리 사용되고 있으며[9], 경관평을 위한 확률정보의 밀도함수가 진화하는 형태를 추적하여 LDPC부호의 한계성능을 분석하는데 사용되었다. 또한, 밀도함수의 추적을 단순화하기 위해서 가우시안 근사를 통한 기법도 소개되었다^[10]. 반면에, 터보부호나 직렬결합길쌈부호(SCCC)의 경우처럼 확률 밀도함수를 구하기 어려운 경우에는 SISO에 대한 입력의 신호대 잡음비(SNR)에 대해서 출력의 신호대 잡음비가 변화하는 형태를 추적하여 성능을 분석한다^{[11][12]}.

본 논문에서는 A-SISO 알고리즘의 복잡도를 감소시키기 위하여 적응형 RS-SISO 알고리즘을 사용하였으며, 이를 RS-A-SISO 알고리즘이라고 부른다^[4]. 정확한 채널상태정보(CSI)가 주어지지 않았을 때 주파수 선택적 페이딩 채널에서 직렬결합 CPM (SCCPM) 시스템에 RS-A-SISO 알고리즘을 적용하였다. 채널정보의 추정(estimation) 때문에 A-SISO 알고리즘의 복잡도가 SISO 알고리즘보다 훨씬 높아지는 경우에 제안된 RS-A-SISO 알고리즘을 사용하면 복잡도를 많이 줄일 수 있다. 또한, 확률밀도진화 기법을 사용하여 제안된 RS-A-SISO 알고리즘의 성능을 분석하였다.

II. SCCPM과 채널 모델

그림 1에서는 ISI와 AWGN 채널상에서 SCCPM의 블럭도를 나타내었다. 입력 신호 b_n 이 길쌈부호를 통과하면 c_m 이 되고 인터리버를 거쳐서 CPM(Continuous Phase Modulation)변조된다. 변조된 신호 $a(t)$ 는 ISI와 AWGN 채널을 통과한다. 반송파의 위상은 positive normalized 주파수 펄스 $g(t)$ 에 의해 변조된다. 따라서 발생하는 위상 펄스 $q(t)$ 는 심벌구간을 T 라고 하면 $q(LT) = 1/2$ 로 normalized 된다. 변조지수는 $h = K/P$ 라고 가정하면, CPM변조기는 CP부호기와 메모리가 없는 변조기의 결합으로 볼 수 있다. 실수의 대역통과 CPM신호의 대역폭을 W 라고하면 복소수 대역통과 등가 CPM신호의 대역은 $|f| \leq W/2$ 가 된다. 시변환 주파수 선택적 페이딩 채널은 TDL(tapped-delay-line) 모델로 표현되며^[16], 채널의 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$f(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N_c} f_i(t) \delta(\tau - iT_c) \quad (1)$$

여기서 T_c 는 채널의 해상도(resolution)이며 $\{f_i(t)\}$ 은 다른 지연에 따른 채널 상수들이다^[16]. $(N_c + 1)$ 은 T_c 를 기준으로한 채널의 길이를 나타낸다. 수신된 신호는 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= x(t) + n(t) \\ &= \int_0^{\infty} f(t, \tau) a(t - \tau) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{i=0}^{N_c} f_i(t) a(t - iT_c) + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $n(t)$ 는 AWGN 잡음을 나타낸다. 보통의 경우에 수신된 신호 $r(t)$ 는 matched 필터 $x^*(-t)$ 와 샘플러, 노이즈 화이트닝 필터를 거쳐게 되는데, CPM은 비선형성 변조이기 때문에 일렬(bank)의 matched 필터가 필요하다. [2]에서는 저대역 필터(LPF)와 다중 샘플링기법을 사용하여 $r(t)$ 의 k 번째 샘플을 나타내면

$$\begin{aligned} r_k \equiv r(kT_c) &= \sum_{i=0}^{N_c} f_i(kT_c) a(kT_c - iT_c) + n^*(kT_c) \\ &= \sum_{i=0}^{N_c} f_{i,k} a_{k-i} + n_k \end{aligned} \quad (3)$$

로 됨을 나타내었다. 여기서 $n^*(t)$ 는 필터를 통

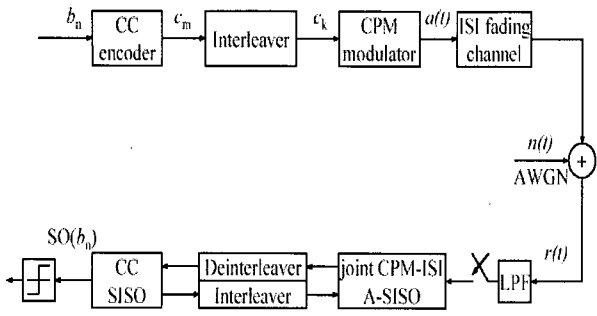


그림 1. SCCPM 블록도
Fig. 1. Block diagram of SCCPM.

과한 화이트 잡음이고 n_k 는 분산이 N_0 인 복소수 가우시안 확률변수이다. 저대역 필터를 통과하고 샘플링된 수신값은 수신기에서 먼저 CPM-ISI A-SISO 블록에 입력된다. 바깥쪽 길쌈부호와 안쪽의 A-SISO는 인터리버와 역인터리버로 연결되어 서로 정보를 반복적으로 교환한다.

III. Reduced State Adaptive SISO (RS-A-SISO) 알고리즘

SISO 블록은 해당되는 FSM(예: 길쌈부호)의 입력과 출력에 대한 신뢰도 정보를 향상시키는 반복부호의 기본 블록으로서 정보를 계산하는 방식에 따라서 log-MAP과 max-log-MAP방식으로 나누어진다. 본 논문에서는 실제로 구현할 때 연산량이 훨씬 적은 max-log-MAP방식을 기반으로 하였다. max-log-MAP방식에서 경관정에 사용되는 주요한 지표인 MSM(minimum sequence metric)은 다음과 같이 정의된다.

$$MSM(u) = \min_a [-\ln(p(z|a)p(a))]$$

여기서 $\min[\cdot]$ 연산은 a 에 대하여 이루어지며, z 는 수신된 시퀀스, u 는 확률정보를 구하고자하는 임의의 변수이다. Trellis를 따라서 이루어지는 ACS(Add Compare Selection)연산은 순방향(forward)과 역방향(backward)으로 진행되며 이때 MSM의 연산은 각각 다음과 같다.

$$MSM_0^k(s_{k+1}) = \min_{t_k} [MSM_0^{k-1}(s_k) + M_k(t_k)]$$

$$MSM_k^{K-1}(s_k) = \min_{t_k} [MSM_{k+1}^{K-1}(s_{k+1}) + M_k(t_k)]$$

여기서 $MSM_{k_1}^{k_2}(s_k)$ 는 시간 k_1 에서부터 시간 k_2

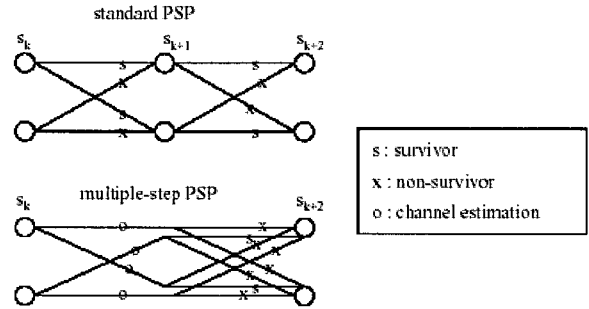


그림 2. 표준 PSP와 다중스텝 PSP 알고리즘
Fig. 2. Standard PSP and multiple-step PSP.

까지의 채널 관찰값에서 계산된 시간 k 에서 상태(state) s_k 의 경관정 정보를 나타내며 $M_k(t_k)$ 는 변환치수값을 나타낸다.

채널의 상태를 알 수 없는 경우에는 수신기는 채널의 상태를 추정(estimation)하는 블록을 가져야하는데 SISO 블록안에 채널을 추정하는 부분이 포함되어 있는 것을 A-SISO(Adaptive SISO)라고 한다[6]. 이러한 A-SISO는 채널 추정 방식에 따라서 순방향과 역방향 모두에서 채널을 추정하는 방식과 순방향에서만 채널을 추정하는 방식으로 나뉘어진다 [6][15]. 본 논문에서는 순방향에서만 채널을 추정하는 방식에 대해서 고찰하였으며 채널 추정 방법으로 LMS(Least Mean Square)방법을 사용하였다. LMS방법을 통한 채널 추정은 다음과 같이 표현된다.

$$f(s_{k+1}) = f(s_k) + \beta[z_k - f^T(s_k) \cdot a(t_k)]a^*(t_k)$$

여기서 $a(t_k) = \{a_{k-i}\}_{i=0}^N$ 는 다중 샘플링된 값의 벡터이고 β 는 RLS(Recursive Least Squares)방식을 위해서 선택된 상수이다.

RS-SISO도 감소된 상태(state)정보를 선택된 경로를 따라서 축적하는 형태에 따라 두 가지 방식으로 나뉘어 지는데 하나는 양방향 디시전 피드백 (decision feedback) 방식과 단방향 디시전 피드백 (decision feedback) 방식이다[7][8]. 본 논문에서는 단방향 디시전 피드백 (decision feedback) 방식을 고려하였다.

RS-SISO에서 순방향과 역방향에서의 상태 metric은 $F()$ 와 $B()$ 라고 표시되며 다음과 같이 순차적으로 계산된다.

$$F(v_{k+1}) = \min_{v_k} [F(v_k) + M_k(\tau_k)]$$

$$B(v_k) = \min_{v_{k+1}} [B(v_{k+1}) + M_k(\tau_k)]$$

v_k 는 시간 k 에서 축소된 상태를 나타내며 τ_k 는 trellis상에서 v_k 에 상응하는 천이를 나타낸다. 정확한 채널상태정보가 주어지지 않을 경우 A-SISO 알고리즘에 대신에 RS-SISO 알고리즘이 사용하면 상당한 복잡도 감소를 가져온다. 이 두개의 합쳐진 SISO 알고리즘을 RS-A-SISO 알고리즘이라 부른다. RS-A-SISO 알고리즘에서는 채널정보를 추정하기 위해 각각의 상태(state)들이 별도의 채널추정기를 갖는 PSP (Per-Survivor-Processing) 방식을 사용한다. 따라서 상태 갯수의 감소는 경로 선택을 위한 계산량의 감소뿐만 아니라 채널추정을 위한 계산량 감소도 가져온다. 채널추정방식에 따라 RS-A-SISO를 분류하면,

- 다중 채널추정기 RS-A-SISO (ME-RS-A-SISO)
- 단일 채널추정기 RS-A-SISO (SE-RS-A-SISO)
- 다중스텝 채널추정기 RS-A-SISO (MS-RS-A-SISO)

여기서 다중 채널추정기는 주어진 시간의 각각의 상태에서 채널의 추정이 이루어지는 형태이며 단일 채널추정기는 주어진 시간에서 최소의 상태값을 가지는 상태가 선택된 후 그 상태에서만 채널의 추정이 이루어지는 형태이다. 한편 다중스텝 채널추정기는 다중 채널추정기와 유사하나 두 단계의 시간 단위마다 채널추정이 이루어진다는 면에서 차이점이 있다. (그림. 2 참조)

IV. 모의 실험

그림 1에 나타낸 SCCPM시스템에서 바깥쪽은 구속장이 4 이고 부호율이 1/2 인 길쌈부호를 사용하였으며 인터리버의 크기는 1800=30x60이다. 60심벌씩 구분된 각각의 프레임은 채널추정을 위한 시퀀스를 가지고 있다. 다음과 같은 주파수 펄스함수를 갖는 $M=2, L=2, h=K/P=3/4$ 인 CPM을 사용하였다.

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} [1 - \cos(\frac{2\pi t}{LT})], & 0 \leq t \leq LT \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

각각의 탭이 동일한 파워를 갖는 7 탭 레이어 페이딩채널이 도플러주파수($f_d T$) 0.002와 0.01에서 WSSUS 가정하에 고려되었다. 위의 도플러 주파수는 반송파 주파수가 10 GHz인 경우 차량의 속도가 저속인

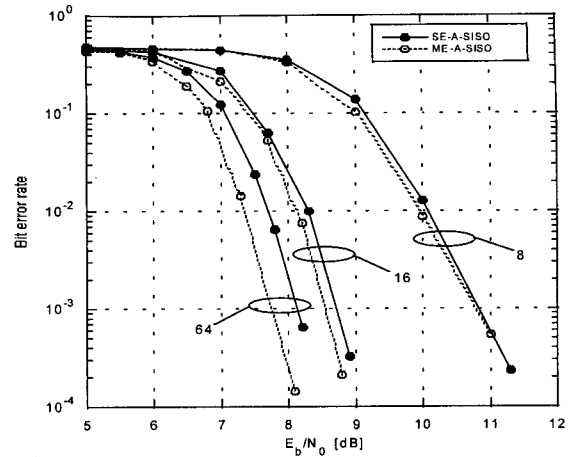


그림 3. 도플러주파수($f_d T$) 0.002에서 단일 채널추정기 RS-A-SISO와 다중 채널추정기 RS-A-SISO의 성능비교 (64: full state, 16, 8: reduced state)

Fig. 3. Performance of single-estimator A-SISO and multiple-estimator ASISO ($f_d T = 0.002$). (64 is full state and 16 or 8 are reduced states).

32 km/h 경우와 고속인 160 km/h 경우를 각각 나타낸다. 또한, 심벌당 두개의 샘플을 갖도록 채널 해상도 $T_c = T/2$ 를 조정하였다. Fig. 3에서는 다중 채널추정기 RS-A-SISO (ME RS-A-SISO) 알고리즘의 성능을 5번 반복복호의 경우에 대해서 나타내었다. CPM변조방식을 CP부호기와 변조로 나누어 생각하면 CP부호기는 $PM^{L-1} = 8$ 개의 상태를 갖고, 변조부분은 $PM^L = 16$ 개 신호를 가지게 되며 ISI채널을 나타내는 trellis는 채널의 길이가 $L_c = 4$ 인 경우 모두 $(PM^L)^{L_c-1} = 16 \times 16 \times 16 = 4096$ 상태를 갖게 되므로 SISO 알고리즘을 이용하는 것이 불가능하다. 그런데, CMP과 ISI채널을 하나의 결합된 trellis로 표시하면 $PM^{L-1}M^{L-1} = 64$ 개의 상태만을 갖는다. 따라서 본절에서 나타내는 결과 중에서 64상태는 가능한 모두의 상태에 대해서 실험한 결과이면 이 상태수를 16 또는 8로 줄여서 감소된 상태수를 갖는 알고리즘의 성능을 비교하였다.

그림 4에서는 다중 채널추정기 RS-A_SISO (ME-RS-A-SISO)와 단일 채널추정기 RS-A_SISO (SE-RS-A-SISO)의 성능을 각각 64, 16, 8의 상태수를 갖는 경우에 대하여 비교하였다. 상태 수가 적을수록 단일 추정기에 의한 성능이 다중 추정기에 의한 성능에 가까워지는 결과는 예상한바와 같다. 그림 5에서는

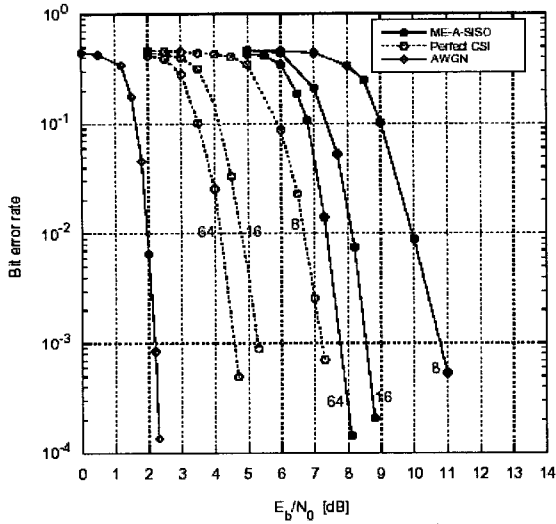


그림 4. AWGN 채널과 도플러주파수($f_d T$) 0.002 인 페이딩 채널에서 다중 채널추정기 ME-A-SISO의 성능비교 (64: full state, 16, 8: reduced state)

Fig. 4. Performance of AWGN channel, perfect CSI, and multiple-estimator ASISO ($f_d T = 0.002$). (For AWGN channel, the 8-state CPM SISO is used. For perfect CSI and ME-A-SISO, 64 is full state and 16 or 8 are reduced states.)

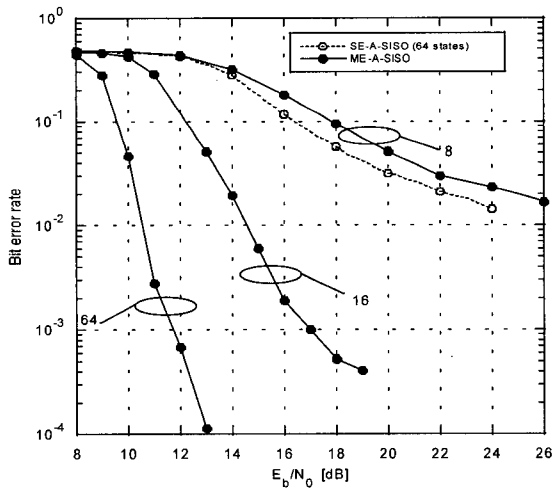


그림 5. 도플러주파수($f_d T$) 0.01에서 단일 채널추정기 (SE-A-SISO)와 다중 채널추정기 (ME-A-SISO)의 성능비교

Fig. 5. Performance of multiple-step RS-A-SISO and multiple-estimator RS-A-SISO ($f_d T = 0.01$). (16 or 8 are reduced states).

보다 빠른 페이딩환경에서 실험결과를 나타낸다. 시간에 대해 빠르게 변하는 페이딩 환경에서 단일 추정기에 의한 알고리즘은 가능한 모든 상태수(64)를 사용하는 경우에도 오류마루(error floor)가 오류율 10^{-2} 에서 나타남을 알 수 있다. 반면에 다중 채널추정을 사용하

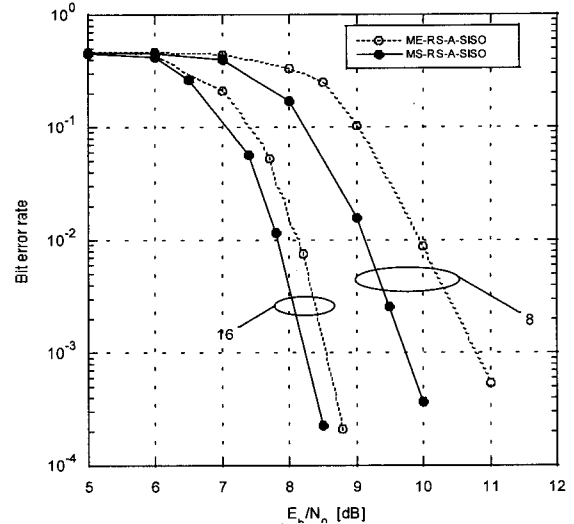


그림 6. 도플러주파수($f_d T$) 0.002에서 ME-RS-A-SISO와 MS-RS-A-SISO의 성능비교

Fig. 6. Performance of multiple-step RS-A-SISO and multiple-estimator RS-A-SISO ($f_d T = 0.002$). (16 or 8 are reduced states).

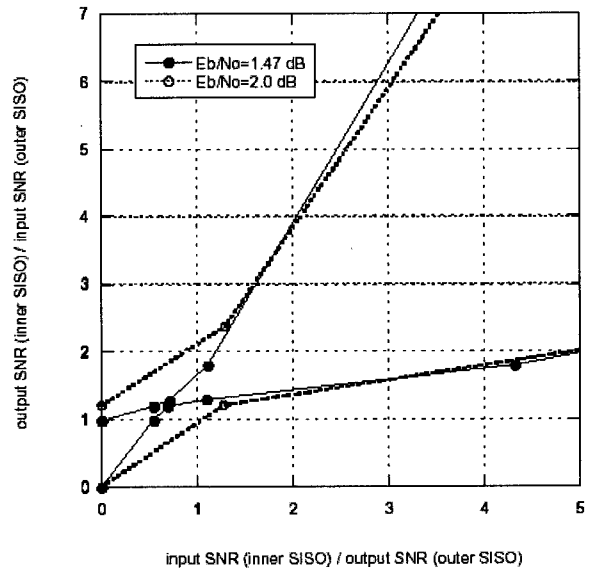


그림 7. AWGN 채널에서 SNR 변환 곡선 (신호대 잡음비 1.47 dB와 2.0 dB)

Fig. 7. SNR evolution curves over AWGN channel (SNR=1.47 dB and 2.0 dB).

는 경우에는 상태수를 16으로 감소시킨 경우에도 오류율 8×10^{-4} 에서 오류마루를 나타내었다.

그림 6 과 그림 7 은 각각 다중스텝 방식이 다중 방식에 비교하여 향상된 성능을 도플러주파수($f_d T$) 0.002 와 0.01에서 나타내었다. 상태수를 줄여서 단순화한 알고리즘을 사용하는 경우에 다중스텝 방식의 이득이 더욱 커짐을 알 수 있다.

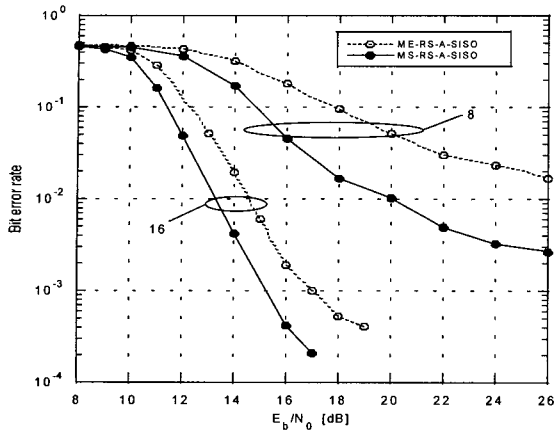


그림 8. 도플러주파수($f_d T$) 0.01 에서 ME-RS-A-SISO 와 MS-RS-A-SISO의 성능비교

Fig. 8. Performance of multiple-step RS-A-SISO and multiple-estimator RS-A-SISO ($f_d T = 0.01$). (16 or 8 are reduced states).

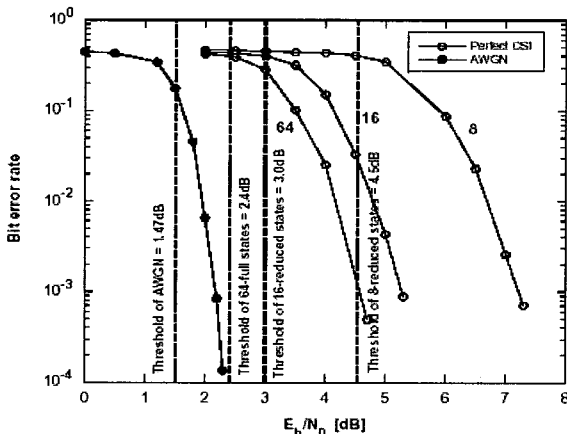


그림 9. AWGN 채널과 페이딩 채널에서 모의 실험과 한계값(threshold)의 비교

Fig. 9. Comparison of simulations and thresholds over AWGN and fading channels.

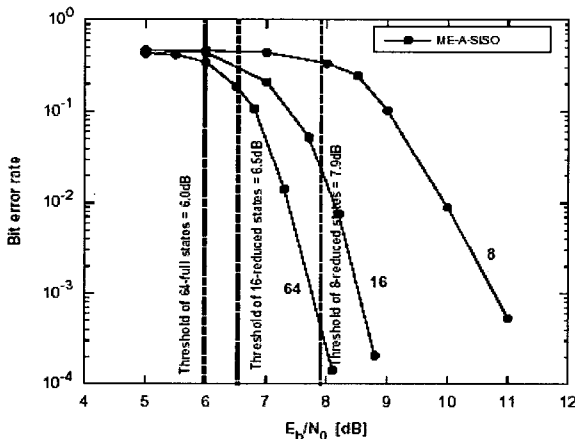


그림 10. 도플러주파수($f_d T$) 0.002 에서 ME-RS-A-SISO 의 한계값(threshold)과 모의 실험 비교

Fig. 10. Comparison of simulations and thresholds (ME-RS_A-SISO, $f_d T = 0.002$).

V. 확률밀도진화를 이용한 분석

터보부호나 직렬결합길쌈부호(SCCC)의 경우와 같이 교환되는 경관정 정보의 확률밀도함수를 추적하기 어려운 경우에는 SISO에 대한 입력의 신호대 잡음비(SNR)에 비해서 출력의 신호대 잡음비가 변화하는 형태를 추적하여 성능을 분석한다^{[11][12]}. 신호대 잡음비는 다음과 같이 정의된다.

$$SNR = \mu/2$$

여기서 μ 는 외적 경관정 정보의 평균값을 나타낸다. 이 경우에 하나의 SISO에 대한 입력대 출력의 SNR변화 곡선을 그린 후에 다른 하나의 SISO에 대한 입력대 출력의 SNR변화 곡선을 X, Y축을 바꾸어 그린다. 두 곡선이 서로 접하거나 떨어지게 되는 것은 채널에서 들어오는 수신값의 신호대 잡음비에 따라서 결정되며, 두 곡선이 접하는 최대 신호대 잡음비를 한계값(threshold)이라고 한다. 그림 8에서는 SCCPM 시스템에 대한 SNR 변화 곡선을 신호대 잡음비가 1.47dB와 2.0dB에 대하여 나타내었다. 1.47dB에서는 두 SNR곡선이 접해있으며 이보다 높은 2.0dB에서는 두 SNR곡선이 많이 떨어져 있음을 알 수 있다. 따라서 주어진 시스템의 한계값(threshold)은 1.47 dB가 된다.

그림 9 와 그림 10 에서는 모든 상태수(64)를 전부 고려하는 경우와 감소된 상태수(16 또는 8)를 사용하는 경우에 대하여 각각 AWGN 채널과 페이딩 채널에서의 성능과 한계값을 비교하였다. 두 가지 경우에 모두 서로 다른 알고리즘 사이에 한계값의 차이가 실제 컴퓨터 시뮬레이션의 결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 따라서 상태수를 감소시킨 경우나 페이딩 채널의 경우에도 SNR변화 곡선이 부호 및 복호 알고리즘의 한계성능을 판별하는데 유용함을 나타내었다.

VI. 결론 및 추후 연구

본 논문에서는 적응형 반복복호(adaptive iterative decoding)를 사용하여 SCCPM이 ISI를 갖는 페이딩 채널에서 터보부호의 경우와 유사하게 좋은 성능을 가지는 것을 보였다. 또한, 상태(state)수를 감소시키는 기법으로 수신기의 복잡도를 크게 줄이는 경우에도 다중 채널 추정기 또는 다중스텝 채널 추정기를 사용하여 여전히 좋은 성능을 나타 낼 수 있음을 보였다. 확률밀

도진화를 이용한 SNR변환 곡선을 이용하여 얻어진 한 계값이 AWGN 채널과 페이딩 채널에서의 시뮬레이션에 의한 성능과 잘 일치함을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE Trans. commun.*, vol. 44, October 1996, pp. 1261-1271.
- [2] L. Yim and G. L. Stuber, "MLSE and soft-output equalization for trellis-coded continuous phase modulation," *IEEE Trans. commun.*, vol. 45, October 1997, pp. 651-659.
- [3] K. R. Narayanan and G. L. Stuber, "Performance of trellis coded cpm with iterative demodulation and decoding," in *Proc. Globecom Conf.*, Rio de Janeiro, Brazil, 1999.
- [4] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Soft-input soft-output modules for the construction and distributed iterative decoding of code networks", *European Trans. Commun.*, February/March 1998, pp. 155-172.
- [5] P. Moqvist and T. Aulin, "Power and bandwidth efficient serially concatenated cpm with iterative decoding," in *Proc. Globecom Conf.*, San Fransico, USA, 2000, pp. 790-794.
- [6] A Anastasopoulos and K. Chugg, "Adaptive soft-input soft-output algorithms for iterative detection with parametric uncertainty," *IEEE Trans. commun.*, vol.48, pp. 1638-1649, October 2000, pp. 1638-1649.
- [7] X. Chen and K. Chugg, "Reduced state soft-in/soft-out for complexity reduction in iterative and non-iterative data detection," *Proc. ICC*, 2000, pp. 6-10.
- [8] G. Colavolpe, G. Ferrari, and R. Raheli, "Reduced state bcjr-type algorithms," in *Proc. ICC*, 2000, pp. 460-464.
- [9] T. Richardson and R. Urbanke, "The capacith of low density parity check codes under message passing decoding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.47, February 2001, pp. 599-618.
- [10] S. Chung, T. Richardson, and R. Urbanke, "Analysis of sum-product decoding of low density parity check codes using a gaussian approximation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.47, February 2001, pp. 657-670.
- [11] H. E. Gamal and A. R. Hammons, Jr., "Analyzing the turbo decoder using the gaussian approximation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.47, February 2001, pp. 671-686.
- [12] D. Divsalar, S. Dolinar, and F. Pollara, "Iterative turbo decoder analysis based on density evolution," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, May 2001, pp. 891-907.
- [13] K. Chung, J. Heo, and K. M. Chugg, "Reduced state adaptive siso algorithms for serially concatenated cpm over frequency-selective fading channels," in *Proc. Globecom Conf.*, San Antonio, USA, 2001, pp. 1162-116.
- [14] J. Heo, K. M. Chugg, and A. Anastasopoulos, "A comparison of forward-only and bi-directional fixed-lag adaptive sisos," in *Proc. ICC*, 2000, pp. 1660-1664.
- [15] J. Heo and K. M. Chugg, "Analysis of SCCC and LDPC code based on density evolution using a gaussian approximation," submitted *IEEE Trans. Commun.*, 2002.
- [16] John G. Proakis, "Digital Communications," McGraw-Hill, 1995, pp. 795-797.

— 저 자 소 개 —



정 규 혁(정회원)

1997년 성균관대학교
전자공학과 졸업
1998년 미국 USC대학
전기공학과 공학석사
2003년 미국 USC대학
전기공학과 공학박사

1999년~2000년 미국 Integrated Device
Technology사 연구원
2001년~2002년 미국 TrellisWare
Technologies사 연구원
2004년~현재 : LG전자 이동통신기술연구소
<주관심분야 : Channel Coding, Iterative
Detection, IEEE 802.16e LDPC code >



허 준(정회원)

1989년 서울대학교
전자공학과 학사
1991년 서울대학교 대학원
전자공학과 석사
1991년~1996년 LG전자 영상미디
어 연구소, 선임연구원

1996년~1997년 미국 Stanford University,
information System Lab., 객원연구원
2000년~2001년 미국Trellisware Technologies
Inc., Member of technical staff
2002년 미국University Southern California 박사
2002년~2003년 Hynix반도체(주) System IC
Comp. 책임연구원
2003년~현재 건국대학교 전자공학부, 조교수
<주관심분야: 오류정정부호, 이동통신>