

송·수신 안테나 스케줄링에 기반한 MIMO-OFDM 시스템의 HARQ 스위칭 기법

준희원 김규현*, 강승원*, 종신회원 장경희*, 정희원 정병장**, 정현규**

HARQ Switching Metric of MIMO-OFDM Systems using Joint Tx/Rx Antenna Scheduling

KyooHyun Kim*, SeungWon Kang* *Associate members*, KyungHi Chang* *Lifelong member*
ByungJang Jeong**, HyunKyu Chung** *Regular members*

요 약

본 논문에서는 최근 많은 연구가 진행되고 있는 공간 다중화 기법인 Iterative BLAST를 기반으로 채널 값의 Sum을 이용하여 양호한 통신 링크를 적응적으로 선택하는 송/수신 안테나 선택 기법과 선택된 안테나를 사용하여 시스템의 신뢰성을 향상시키기 위한 안테나 스케줄링 기반 Hybrid-Automatic Repeat reQuest (HARQ) 스위칭 기법을 결합한다. 본 논문에서 제안된 HARQ 스위칭 알고리즘은 각 안테나에 삽입된 CRC (Cyclic Redundancy Check) 코드를 사용하여 안테나별로 ACK (Acknowledgement) 와 NAK (Non Acknowledgement)를 확인한 후, 재전송 요구 시, 송신 안테나를 스케줄링하여 ACK 안테나에서는 CC (Chase Combining) 기법을, NAK 안테나에서는 IR (Incremental Redundancy) 기법을 적용하여 재전송이 이루어지게 한다. 본 논문에서 제안한 알고리즘의 적용 시, SNR 이득과 공간 다이버시티 이득이 발생하여 기존 HARQ 시스템에 비하여 링크 성능이 향상됨을 SCM-E 채널 환경에서 모의 실험을 통하여 검증한다.

Key Words : MIMO-OFDM, I-BLAST, Antenna Selection, HARQ, SCM-E

ABSTRACT

In this paper, we combine the Hybrid-Automatic Repeat reQuest (HARQ) algorithm with joint Tx and Rx antenna selection based on the reliability of the individual antennas links. The cyclic redundancy check (CRC) is applied on the data before being encoded using the Turbo encoder. In the receiver the CRC is used to detect errors of each antenna stream and to decide whether a retransmission is required or not. The receiver feeds back the transmitter with the Tx antennas ordering and the acknowledgement of each antenna (ACK or NACK). If the number of ACK antennas is higher than the NACK antennas, then the retransmission takes place from the ACK antennas using the Chase Combining (CC). If the number of the NACK antennas is higher than the ACK antennas then the ACK antennas are used to retransmit the data streams using the CC algorithm and additional NACK antennas are used to retransmit the remaining streams using Incremental Redundancy (IR, i.e. the encoder rate is reduced). Furthermore, the HARQ is used with the I-BLAST (Iterative-BLAST) which grants a high transmission rate

* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신연구실 (khchang@inha.ac.kr)

** 한국전자통신연구원 이동통신연구단 차세대무선전송연구팀

논문번호 : KICS2007-01-015, 접수일자 : 2007년 1월 15일, 최종논문접수일자 : 2007년 5월 30일

I. 서론

최근 무선 통신 환경에서 음성 서비스를 비롯한 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하고, 고품질 및 고속의 데이터 전송을 지원하기 위해 많은 연구가 이루어지고 있다. 이러한 연구의 일환으로 한정된 주파수 자원을 사용하여 신뢰성 있는 고속 데이터 전송이 가능한 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 시스템에 대한 연구가 국내외적으로 활발히 진행되고 있다. 다중 송수신 안테나 기술은 송신기와 수신기에 다수의 안테나를 이용하여, 서로 다른 데이터를 동시에 전송함으로써 시스템의 대역폭을 증가시키지 않고, 보다 고속의 데이터를 전송 할 수 있는 공간 다중화 기법과 다중의 송신 안테나에서 같은 데이터를 전송하여 다이버시티 이득을 얻고자 하는 공간 다이버시티 기술로 구분된다. 특히, 높은 전송률을 얻기 위한 공간 다중화 기법은, 송신기에서 다수의 안테나를 통해 서로 다른 데이터를 전송하고, 독립적인 페이딩을 겪은 신호가 수신 안테나에서 조합되므로 시스템의 성능은 각 신호가 겪은 링크의 상태에 따라 결정되는 특징을 가지게 된다.^[1]

본 논문에서는 채널의 Sum을 이용하여 양호한 통신 링크를 적응적으로 선택하는 송/수신 안테나 선택 기법에 시스템의 신뢰성을 향상시키는 HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) 스위칭 기법을 적용한다. HARQ 스위칭 알고리즘은 각 안테나에 삽입된 Multi CRC (Cyclic Redundancy Check) 코드를 사용하여 안테나 별로 ACK (Acknowledgement)와 NAK (Non Acknowledgement)를 결정한 후, 재전송 요구가 있을 시, 송신 안테나를 스케줄링하여 ACK 안테나에서는 CC (Chase Combining) 기법을, NAK 안테나에서는 IR (Incremental Redundancy) 기법을 적응적으로 적용하여 재전송하게 된다. 만일, 채널 환경이 열악하여 모든 송신 안테나에서 NAK가 발생하였다면, IR 기법만을 적용하여 재전송이 이루어지게 된다.

본 논문의 2장에서는 다중 안테나 시스템의 정확한 성능 분석을 위한 공간 채널 모델 중 유럽의 WINNER (Wireless World Initiative New Radio)에서 제안한 SCME (SCM Extension) 채널 모델을 설명하며, 3장에서는 시스템의 전송률을 높이기 위한 공간 다중화기법으로서 기존의 V-BLAST (Vertical

Bell Laboratory Layered Space Time)에 비하여 우수한 성능을 제공하는 I-BLAST (Iterative BLAST) 대하여 분석하고, 여러 MIMO 검출 기법을 모의 실험을 통해 비교, 분석한다. 4장에서는 3GPP-LTE (Long Term Evolution)에서 제안한 파일럿 할당 방법에 따른 MIMO 채널 추정 방법에 대하여 설명한다. 그리고 6장에서는 채널 Norm과 Sum을 이용하여 양호한 통신 링크를 선택하는 송/수신 안테나 선택 방법을 소개한 뒤, 이를 바탕으로 7장에서는 본 논문에서 제안하는 안테나 스케줄링에 기반한 HARQ 스위칭 기법을 설명한다. 8장에서는 본 논문에서 제안한 HARQ 스위칭 방법을 사용하면 기존 HARQ를 적용한 시스템에 비하여 우수한 성능을 나타낼 것을 모의 실험 결과를 통하여 확인하며, 8장에서 결론을 맺는다. 부록에서는 터보 디코딩 기법인 MAP (Maximum A Posteriori) 알고리즘에 대하여 소개하고, 모의 실험을 통하여 MAP 알고리즘 간의 성능비교를 한다.

II. SCME 채널 모델

SCME 채널은 유럽의 WINNER (Wireless World Initiative New Radio) Project의 Work-Package 5에서 Beyond 3GPP에 대한 중간 채널 모델로서 제안하였다. SCME는 이름에서 알 수 있듯이 3GPP & 3GPP2 Spatial Channel Ad-hoc Group에서 제안한 SCM 채널을 기본으로 하고 있다. 기존의 SCM은 3가지의 Outdoor 환경 (Sub-urban Macro, Urban Macro, Urban Micro)에 대하여 중심주파수 2 GHz, 주파수 대역 5 MHz인 CDMA 시스템에 최적화된 채널 모델이다.^[2-5]

하지만, 차세대 이동 통신은 확장된 중심주파수와 대역폭, 더 넓은 서비스 범위 및 환경 시나리오와 같은 부분에 있어서 새로운 통신 기술 등을 요구하기 때문에 SCM은 이러한 요구 사항을 정확하게 반영하기 어려워 SCME 모델이 제안되었다.

SCME 채널 모델의 특징은 중심주파수가 5 GHz, 대역폭이 100 MHz 이상으로 확장되었으며, 주경로 (Main-path)와 부경로 (Sub-path) 사이에 중간경로 (Mid-path)를 추가시킴으로써 Resolution 문제를 해결하였다. 표 1은 중간경로에 대한 부경로의 할당 및 Power Delay Profile, AS (Angle Spread)의 비를 나타낸다.

표 1. 중간 경로에 대한 부경로의 할당, PDP, AS 비.
Table 1. Sub-paths to mid-paths assign PDP and angle spread.

Mid-path	3 Mid-path Config.			4 Mid-path Config.		
	Pwr.	Sub-paths	Asi/Asn	Pwr.	Sub-paths	Asi/Asn
1	10/20	1,2,3,4,5,6,7,8,19,20	0.9865	6/20	1,2,3,4,19,20	1.2471
2	6/20	9,10,11,12,17,18	1.0056	6/20	5,6,7,8,17,18	0.9145
3	4/20	13,14,15,16	1.0247	4/20	9,10,15,16	0.8891
4				4/20	11,12,13,14	0.7887

S개의 BS 안테나와 U개의 MS 안테나로 구성된 시스템에 있어서, N개의 다중 경로 중 한 경로에 대한 채널 매트릭스는 $U \times S$ 의 복소 진폭을 갖는 매트릭스로 주어지며, n번째 다중 경로 요소에 대하여 채널 매트릭스를 $H_n(t)$ 라 하면, $H_n(t)$ 의 (u, s) 번째 채널 계수 $h_{u,s,n}(t)$ 는 식 (1)과 같이 주어진다.

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \begin{pmatrix} \sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp(j[kd_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \Phi_{n,m}]) \times \\ \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})} \exp(jkd_u \sin(\theta_{n,m,AoA})) \times \\ \exp(jk\|\mathbf{v}\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v) t) \end{pmatrix} \quad (1)$$

식 (1)에서, P_n 은 n번째 경로에 대한 수신 전력이며, M은 전체 부 경로의 수, G_{BS} 와 G_{MS} 는 각각 BS 안테나와 MS 안테나의 이득을 나타낸다. k는 $2\pi/\lambda$ 로 주어지는 파수 벡터, $\Phi_{n,m}$ 은 n번째 경로에 대해서 m번째 부 경로의 위상, v는 MS의 이동 속

도를 나타낸다.

$\theta_{n,m,AoD}$ 와 $\theta_{n,m,AoA}$ 는 각각 BS와 MS의 주경로의 AoA (Angle of Arrival), AoD (Angle of Departure)를 나타내며, 부경로에 대하여 식 (2)와 같은 관계를 갖는다.

$$\begin{aligned} \theta_{n,m,AoD} &= \theta_{BS} + \delta_{n,AoD} + \Delta_{n,m,AoD} \\ \theta_{n,m,AoA} &= \theta_{MS} + \delta_{n,AoA} + \Delta_{n,m,AoA} \end{aligned} \quad (2)$$

그림 1은 식 (1)을 모델링하는데 필요한 시공간 파라미터와 각 경로들을 나타낸다.

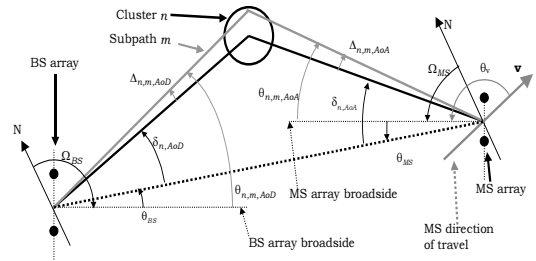


그림 1. Ray tracing 기반 Spatial Channel Model의 개념도.
Fig. 1. Description of spatial channel model based on ray-tracing method.

SCM 채널의 경우, 대부분의 파라미터는 PDF에 의해 정의된다. 이와 같은 경우, 값들이 다양하게 나타나므로, 정확한 시뮬레이션을 위해선 지수적인 계산 복잡도를 갖게 된다. 이에 반하여, SCME에서는 SCM의 시스템 레벨 파라미터로부터 유도된 고정된 값을 사용하며, 이에 대한 Tapped-delay Line 파라미터를 표 2에 나타내었다.

표 2. Tapped-delay line parameters.
Table 2. Tapped-delay line parameters.

Scenario	Suburban Macro		Urban Macro				Urban Micro		
Power-delay parameters: relative path power (dB) / delay (μs)	1	0	0	0	0	0	0	0	
	2	-2.6682	0.1408	-2.2204		0.3600	-1.2661	0.2840	
	3	-6.2147	0.0626	-1.7184		0.2527	-2.7201	0.2047	
	4	-10.4132	0.4015	-5.1896		1.0387	-4.2973	0.6623	
	5	-16.4735	1.3820	-9.0516		2.7300	-6.0140	0.8066	
	6	-22.1898	2.8280	-12.5013		4.5977	-8.4306	0.9227	
Resulting total DS (μs)	0.231		0.841				0.294		
Path AS at BS, MS (deg)	2, 35		2, 35				5, 35		
Angular parameters: AoA (deg) / AoD (deg)	1	156.1507	-101.3376	65.7489	81.9720	76.4750	-127.2788	0.6966	6.6100
	2	-137.2020	-100.8629	45.6454	80.5354	-11.8704	-129.9678	-13.2268	14.1360
	3	39.3383	-110.9587	143.1863	79.6210	-14.5707	-136.8071	146.0669	50.8297
	4	115.1626	-112.9888	32.5131	98.6319	17.7089	-96.2155	-30.5485	38.3972
	5	91.1897	-115.5088	-91.0551	102.1308	167.6567	-159.5999	-11.4412	6.6690
	6	4.6769	-118.0681	-19.1657	107.0643	139.0774	173.1860	-1.0587	40.2849
Resulting total AS at BS,MS (deg)	4.70, 64.78		7.87, 62.35				15.76, 62.19		18.21, 67.80

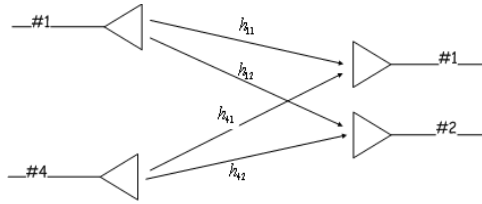


그림 2. 4x2 MIMO 시스템에서의 안테나 별 채널 경로
Fig. 2. Channel link for antenna in the 4x2 MIMO system.

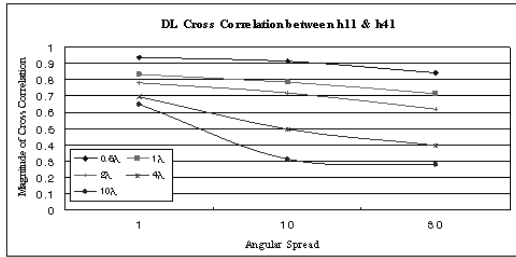


그림 3. 송/수신 안테나 간 거리와 angle spread에 따른 h11과 h12의 채널 상관도
Fig. 3. Channel correlation between h11 and h12 according to Tx/Rx antenna distance and angle spread.

표 3. 모의 실험 환경.
Table 3. Simulation parameters.

Parameter	Value
Carrier Frequency	2 GHz
Bandwidth of Operation	20 MHz
Sampling Frequency	30.72 MHz
FFT Size	2048
Sub-carrier Spacing	15 kHz
Sub-frame Duration	0.5 ms
Cyclic Prefix	146
Modulation	QPSK
OFDM Symbol per Sub-frame	7
MS Speed	120 km/h
MIMO Fading Channel Model	Sub-urban Macro
Antenna Configuration	4 x 4
Tx/Rx Antenna Distance	0.5λ, 1λ, 2λ, 4λ, 10λ
Angle Spread	10°, 30°, 60°

SCME 채널 간의 상관도를 측정하기 위하여 그림 2와 같이 송/수신 안테나를 4 x 2로 설정하였다.

그림 3은 안테나 간 거리와 Angle Spread에 따른 채널 h11과 h12의 상관도 변화를 나타낸다. 그림 3의 결과로부터 안테나 간의 거리가 멀수록 Angle Spread가 클수록 채널 간의 상관도가 낮아짐을 알 수 있다.

표 3은 모의 실험 환경을 나타내며, 그림 4는 채널 상관도에 따른 4 x 4 QPSK BER 성능을 나타낸다.

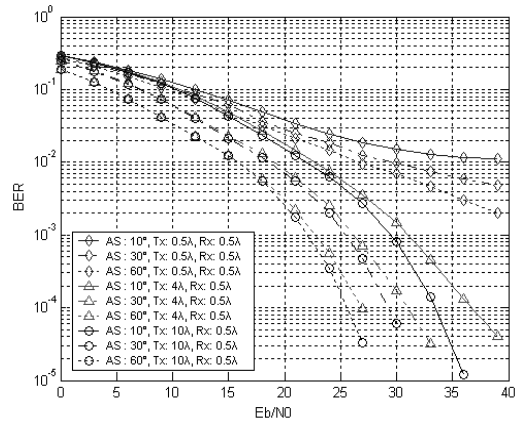


그림 4. 안테나간 거리와 AS에 따른 4 x 4 QPSK BER 성능.
Fig. 4. 4 x 4 QPSK BER performance according to antenna distance and angle spread.

그림 4에서 Angle Spread와 안테나 간 거리가 커질수록 높은 성능을 나타내는 이유는 공간다중화 시스템에 있어서 채널 상관도가 낮아질수록 독립적인 다중경로를 통해 전송되는 신호들의 비트 오류가 낮아지기 때문이다.

III. 반복 수신기 기반의 I-BLAST

전송 속도를 증가시키기 위해 계층 별 접근을 시도하는 경우로 다수의 송수신 안테나에서 서로 다른 데이터를 전송함으로써 대역폭이나 송신 전력의 증가 없이 더 많은 데이터를 전송 할 수 있는 공간 다중화 방법인 BLAST (Bell Laboratory Layered Space Time) 기법이 있다. BLAST 기법은 계층을 구성하는 방식에 따라 V-BLAST (Vertical-BLAST), D-BLAST (Diagonal BLAST) 등으로 나누어지며, 최근 새롭게 제안된 반복 수신기 기반의 I-BLAST (Iterative-BLAST) 등으로 나누어진다. 본 논문에서는 이러한 방식 중에서 I-BLAST만을 고려한다. 기존 V-BLAST 기법은 송신기 및 수신기가 간단하다는 장점은 있으나 부호화되지 않은 수신 심볼을 이용하여 다중 송신 안테나 간의 간섭을 제거하기 때문에 성능이 떨어진다. 이를 보완하기 위해 제안된 I-BLAST 기법은 채널 부호와 V-BLAST를 결합하고 주파수 다이버시티 이득을 얻기 위해 송수신단에 시공간 인터리버를 사용한다. 또한 복호기의 출력을 이용하여 부호 비트의 사전 LLR 을 갱신하는 Turbo Principle 기반의 반복 수신기 (IDD : Iterative Detection & Decoding)를 사용함으로써 비트 오류를 향상시킨다.

3.1. 시스템 모델

3.1.1 I-BLAST 송신단

정보 비트 시퀀스 \mathbf{b} 를 터보 코드를 적용하여 부호화된 코드 비트 \mathbf{c} 를 얻고 이를 시공간 인터리버 (Diagonal Space Time Interleaver)를 거쳐 $\tilde{\mathbf{c}}$ 을 얻는다. 각 송신 안테나로 다중화시키기 위해 $\tilde{\mathbf{c}}$ 을 $n_t \cdot q$ 비트씩 분할하고 M-QAM ($M = 2^q$) 변조 시킨다. QAM 변조된 심볼은 각 송신 안테나를 통해 전송된다. 그림 5는 I-BLAST의 송신단 구조를 나타낸다.

그림 5의 인터리버는 채널 부호화된 비트 \mathbf{c} 를 Diagonal하게 만들므로써 채널 간의 상관도를 낮춘다. 인터리빙 된 데이터의 패턴은 그림 6과 같다.^[6-8] 채널을 통과한 수신 신호의 수직을 얻기 위해 k 번째 전송 $\mathbf{a}^k = [a_1^k, a_2^k, \dots, a_{N_t}^k] N_R \times N_T$ 심볼을 채널 행렬을 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_t}]$ 라 하면, 수신 신호 \mathbf{y} 는 식 (3)과 같다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{a} + \mathbf{n} \quad (3)$$

식 (3)에서 \mathbf{n} 은 평균이 0이고, 분산이 $\sigma^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 인 백색 가우시안 잡음 벡터이다.

3.1.2 I-BLAST 수신단

Iterative BLAST의 수신기는 저 복잡도 IDD (Iterative Detection and Decoding) 수신기를 이용

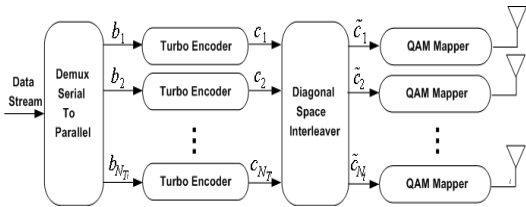


그림 5. Iterative BLAST 송신단 구조
Fig. 5. Iterative BLAST Transmitter.

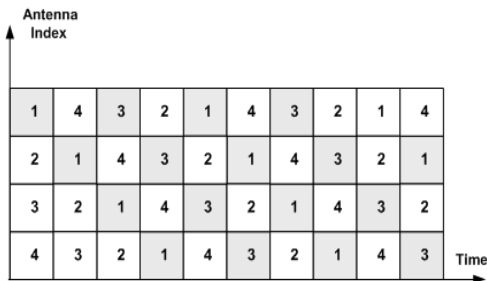


그림 6. Diagonal 시공간 인터리버 패턴.
Fig. 6. Diagonal space time interleaver pattern.

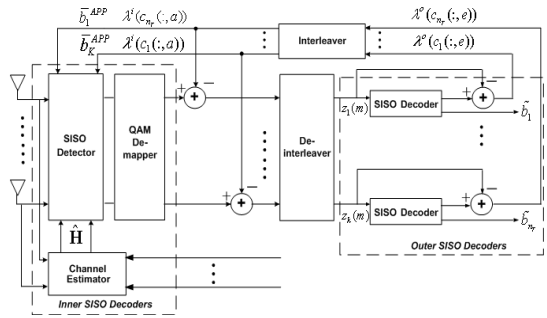


그림 7. Iterative BLAST 수신단 구조
Fig. 7. Iterative BLAST Receiver.

하여 최적에 가까운 수신 성능을 나타낸다. 그림 7은 I-BLAST의 수신단 구조를 나타낸다.

수신 심볼 \mathbf{r} 에 대하여 비트 c_k 의 사후 로그비 (a posteriori log-likelihood ratio : LLR)를 계산하면 식 (4)와 같다.

$$\lambda(c_k; p) = \ln \frac{P[c_k = +1 | \mathbf{r}]}{P[c_k = -1 | \mathbf{r}]} \quad (4)$$

Bayes' 이론과 디인터리빙 블록으로부터 출력되는 심볼의 독립성을 이용하면 식 (4)를 식 (5)로 표현할 수 있다.

$$\ln \frac{P[c_k = +1 | \mathbf{r}]}{P[c_k = -1 | \mathbf{r}]} = \ln \frac{P[c_k = +1]}{P[c_k = -1]} + \ln \frac{P[\mathbf{r} | c_k = +1]}{P[\mathbf{r} | c_k = -1]} \quad (5)$$

그림 7에서 λ' 와 λ'' 는 디코딩 과정에 있어서 각각 내부 디코더와 외부 디코더에 관련된 LLR값을 나타낸다.

식 (5)에서 $\lambda(c_k; a)$ 는 코드 비트 c_k 의 사전 정보를 나타내며, 두 번째 항의 $\lambda(c_k; e)$ 는 extrinsic 정보를 나타낸다. 그림 7에서 내부 디코딩 단계와 외부 디코딩 단계에서는 사후 확률 (a posteriori probability) $\lambda(c_k; p)$ $\lambda(c_k; a)$ 를 얻기 위해 사전 정보 (a priori information)를 사용하며, extrinsic 정보는 사전 정보를 이용하여 채널 디코딩 단계에서 얻은 부가적인 새로운 정보이며, 이 값은 다음 반복 과정에서 내부 디코더와 외부 디코더 사이에서 교환된다. extrinsic 정보는 식 (6)과 같이 사후 확률과 사전 확률의 차로써 정의된다.

$$\lambda(c_k; e) = \lambda(c_k; p) - \lambda(c_k; a) \quad (6)$$

매 반복과정에서, k번째 유지의 SISO 디코더는 각 심볼에 대해 식 (7)로 표현되는 APP (*A Posteriori Probability*)를 계산하게 된다.

$$\begin{aligned} \text{APP}(b_k[m]=b) &= \text{Pr}(b_k[m]=b | z_k) \\ &= \sum_{(s',s) \in S_k^b} \alpha_{t-1}(s') \beta_t(s) \gamma_t(s',s) \end{aligned} \quad (7)$$

위의 식에서 α, β, γ 는 코드 트렐리스의 forward, backward, state-transition metric을 나타내며, S_k^b 는 코드 심볼 $b_k[m]=b \in \{-1, +1\}$ 을 만들어내는 t번째 트렐리스 스테이지 과정에서 스테이트 천이 $s' \rightarrow s$ 와 같은 스테이트 쌍 (s', s) 의 집합이다. 또한 디코더는 모든 다른 신호 $b_k[m]$ 에 있어서 desired 신호 $b_k[m]$ 에 대한 정보를 나타내는 식 (8)과 같은 사후 확률을 계산하게 된다.

$$\text{APP}(b_k[m]=b) = \text{EXT}(b_k[m]=b) \text{Pr}(Z_k[m] | b_k[m]=b) \quad (8)$$

식 (8)에서 $\text{Pr}(z_k[m] | b_k[m]=b)$ 은 디코더 출력의 조건부 확률을 나타낸다. 마지막 반복 과정이 끝나게 되면 디코더는 정보 비트의 평균값을 출력하게 된다. 디코딩 과정에서 일련의 확률값들을 구하는 일은 매우 복잡한 수학적 산술을 필요로 하기 때문에, IDD 수신기의 디코딩 과정은 실제적으로 확률값이 아닌 수신 비트들의 로그값을 구하게 된다. 디코딩 과정에서 필요한 APP, Extrinsic Information, Prior Information 값들은 식 (9)로 주어진다.

$$\begin{aligned} L^{\text{APP}}(b_k[m]) &= \log \frac{\text{APP}(b_k[m]=+1)}{\text{APP}(b_k[m]=-1)} \\ L^{\text{EXT}}(b_k[m]) &= \log \frac{\text{EXT}(b_k[m]=+1)}{\text{EXT}(b_k[m]=-1)} \\ L^{\text{PRIOR}}(b_k[m]) &= \log \frac{\text{Pr}(z_k[m] | b_k[m]=+1)}{\text{Pr}(z_k[m] | b_k[m]=-1)} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)의 확률값들은 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$L^{\text{APP}} = L^{\text{EXT}} + L^{\text{PRIOR}} \quad (10)$$

식 (10)에서 extrinsic 정보는 다음 복호 과정의 사전 확률로써 이용된다. 그러므로, 초기 복호 과정에서는 이 값이 모두 동일하다. I-BLAST의 Iteration을 증가시키면 이 사전 확률 값이 개선되어 성능이 향상된다. 인터리버는 수신기에서 LLR값을 계산하

는 내부 연관정 검출기 (Inner SISO Decoder : Soft Input Soft Output)와 연관정 복호기 (Outer SISO Decoder)의 입력값이 서로 독립이 되도록 한다. 따라서 인터리버의 크기가 클수록 I-BLAST의 성능은 향상된다.

3.2. BLAST 검출 기법

3.2.1 ZF (Zero Forcing) 알고리즘

채널 행렬 \mathbf{H} 를 수신기에서 완전히 알고 있다고 가정하면, 식 (1)의 수신 신호의 검출을 위해 ZF 검출 방식은 식 (11)을 만족시키는 nulling 벡터를 선택하게 된다.^[9]

$$\mathbf{w}_i^T(\mathbf{H})_j = \begin{cases} 0, & i = j \\ 1, & i \neq j \end{cases} \quad (11)$$

식 (11)에서 \mathbf{H}_j 는 채널 행렬 \mathbf{H} 의 j번째 열에 해당하며, 가중치 값은 안테나 인덱스에 따라 0 또는 1의 값을 갖는 kronecker Delta 곱으로 주어진다.

ZF 검출 기법을 이용한 Decoding 방법은 다음과 같이 세 과정으로 이루어진다.

Step 1: nulling 벡터 \mathbf{w} 를 이용하여, Decision Statistic y_{k1} 을 만든다.

$$y_{k1} = \mathbf{w}_{k1}^T \mathbf{r}_1 \quad (12)$$

Step 2: \hat{a}_{k1} 를 얻기 위해 y_{k1} 을 양자화시킨다.

$$\hat{a}_{k1} = Q(y_{k1}) \quad (13)$$

Step 3: $\hat{a}_{k1} = a_{k1}$ 라 가정하고, 수신 벡터 \mathbf{r}_1 으로부터 a_{k1} 을 제거하면, 수정된 벡터 \mathbf{r}_2 를 얻게 된다.

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{r}_1 - \hat{a}_{k1}(\mathbf{H})_{k1} \quad (14)$$

ZF 검출기법을 이용한 완전한 BLAST 검출 과정은 식 (15)와 같다.

<p><i>Initialization :</i></p> <p>$i \leftarrow 1$</p> <p>$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^+$</p> <p>$k_1 = \arg \min_j \ (\mathbf{G}_1)_j\ ^2$</p> <p><i>Recursion :</i></p> <p>$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}$</p> <p>$y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$</p> <p>$\hat{a}_{k_i} = Q(y_{k_i})$</p> <p>$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{a}_{k_i}(\mathbf{H})_{k_i}$</p> <p>$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+$</p> <p>$k_{i+1} = \arg \min_{j \in \{k_1, \dots, k_i\}} \ (\mathbf{G}_{i+1})_j\ ^2$</p> <p>$i \leftarrow i + 1$</p>	(15)
---	------

ZF 검출 과정에서 행렬 \mathbf{G} 는 식(16)과 같이 주어지는 Moore-Pernose 의사 역행렬이다.

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (16)$$

3.2.2 MMSE 알고리즘

ZF 검출기는 간단히 구현할 수 있다는 장점을 가지고 있지만, 채널 조건에 민감하고, Noise의 증폭이 발생한다는 문제가 있다. MMSE 검출기는 Noise 가 증폭되는 현상을 제거하기 위해 의사 역행렬 \mathbf{G} 를 구할 때 Noise의 요소까지 고려하게 된다. MMSE 검출 방식에서는 식 (16)의 의사 역행렬 \mathbf{G} 가 식 (17)과 같이 변환된다.

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_T})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (17)$$

3.2.3 SD (Sphere Decoding) 알고리즘

SD 검출기는 복잡도를 낮춘 ML (Maximum Likelihood) 기법으로, ML 방식이 심볼 검출을 위해 전송 가능한 모든 경우의 심볼 벡터에 대해서 유클리디언 거리(Euclidean Distance)를 계산, 비교하는 반면, SD 알고리즘은 잡음 분산과 채널 상태를 고려해서 초기에 설정된 반경으로 이루어진 구 내에 존재하는 심볼 벡터셋에 대해서만 유클리디언 거리 계산이 수행되기 때문에 복잡도가 획기적으로 감소된다.^[10-11]

Sphere Decoding의 복잡도와 성능은 Sphere의 반지름 r 에 의해 결정된다. 다시 말해 r 이 클수록 ML에 유사한 성능을 보이지만 Sphere 내부에서 찾아야 할 격자점들이 많아지기 때문에 복잡도 또한 지수적으로 증가하게 된다. 반면 r 이 작게 되면, 복잡도는 감소하는 반면, 성능 또한 열화 된다. 수식 (3)의 H_a 가 반지름 r 인 Sphere의 내부에 포함된다면 다음과 같은 조건을 만족해야한다.

$$\|y - H_a\|^2 \leq r^2 \quad (18)$$

식 (18)은 다음과 같이 확장될 수 있다.

$$(y_1 - h_1 a_1)^2 + (y_2 - h_1 a_2 - h_2 a_1)^2 + \dots \leq r^2 \quad (19)$$

식 (19)에서 첫 번째 항은 전송 심볼 a_1 에 따라 결정되며, 두 번째 항은 $\{a_1, a_2\}$ 쌍에 의존하게 된다. 그러므로, 첫 번째 항만을 고려한다면 H_a 가 Sphere

내부에 놓일 조건은 다음과 같다.

$$(y_1 - h_1 a_1)^2 \leq r^2 \quad (20)$$

식 (20)의 부등식을 풀면 식 (21)과 같다.

$$\left[\frac{-r + y_1}{h_1} \right] \leq a_1 \leq \left[\frac{r + y_1}{h_1} \right] \quad (21)$$

식 (21)을 만족하는 모든 a_1 에 대하여, a_2 는 다음 식 (22)를 만족해야 한다.

$$r_2^2 = r^2 - (y_1 - h_1 a_1)^2 \quad (22)$$

$$\left[\frac{-r_2 + y_{21}}{h_1} \right] \leq a_2 \leq \left[\frac{r_2 + y_{21}}{h_1} \right] \quad (23)$$

식 (23)에서 $y_{21} = y_2 - h_2 a_1$ 이다. 유사한 방법으로 a_{N_T} 에 대한 조건으로 확장시킬 수 있다. 그림 9는 SD 알고리즘의 Tree Search를 나타낸다.

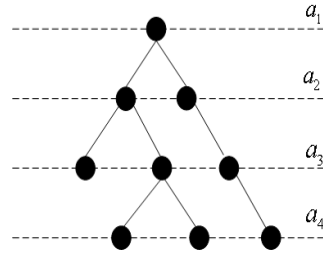


그림 8. SD 알고리즘의 트리 검색.
Fig. 8. Tree search of the sphere decoding algorithm.

IV. 3GPP-LTE 시스템에서의 MIMO 채널 추정을 위한 파일럿 패턴

3GPP-LTE (3 Generation Project Partnership Long Term Evolution) 그룹에서는 4 x 4 MIMO 시스템을 위한 4가지 종류의 Pilot 할당 방법을 제시하고 있다. 3GPP-LTE 시스템의 한 Sub-frame은 7 심볼로 되어 있으며, 이전 Sub-frame으로부터 얻은 채널 정보를 이용해야 하기 때문에, 공정성을 고려하여 매 Sub-frame마다, 2번째 심볼과 6번째 심볼에 Pilot을 할당한다.^[12] 이렇게 2번째 심볼과 6번째 심볼에 Pilot을 할당함으로써, 시간 축으로부터 Pilot의 간격은 2 와 3으로 된다. 그림 10은 첫 번째 방법으로 매 Sub-frame마다, 2번째 심볼과 6번째 심

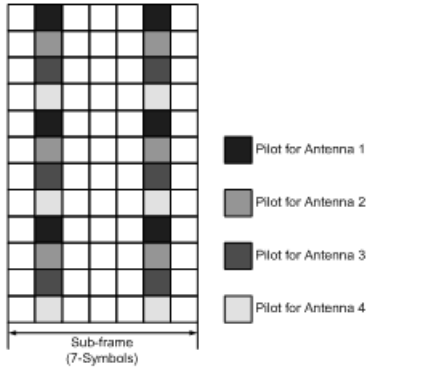


그림 9. 안테나별 파일럿 할당 방법 (Type 1).
Fig. 9. Pilot assignment method per antenna (Type1).

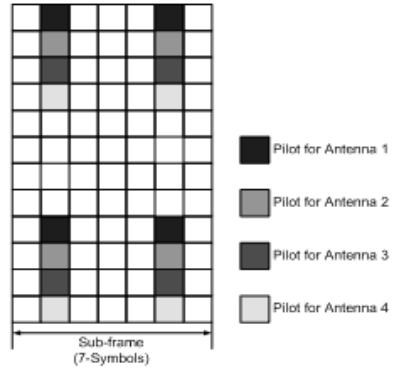


그림 11. 안테나별 파일럿 할당 방법 (Type 3).
Fig. 11. Pilot assignment method per antenna (Type 3).

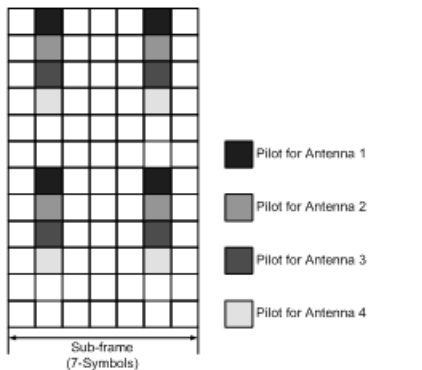


그림 10. 안테나별 파일럿 할당 방법 (Type 2).
Fig. 10. Pilot assignment method per antenna (Type 2).

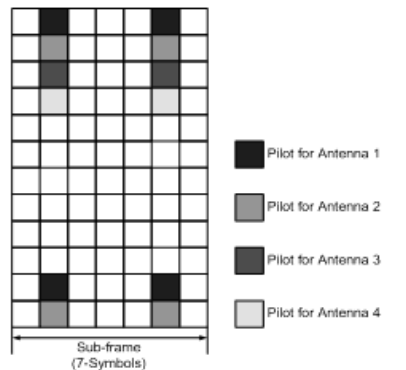


그림 12. 안테나별 파일럿 할당 방법 (Type 4).
Fig. 12. Pilot assignment method per antenna (Type 4).

블에 Pilot이 할당되며, 각 안테나 별로 Frequency Domain에서 4개의 서브캐리어마다 1개의 Pilot을 할당한다.

각 안테나 별로 신뢰도 있는 채널추정을 수행하기 위해서는 다른 안테나가 Pilot을 할당하기 위해 사용하는 심볼의 서브캐리어 와 동일한 위치에 Data를 할당할 수 없다. 그림 9의 구조는 한 Sub-frame에서 각 안테나가 Data 를 할당할 수 있는 심볼의 수는 5이기 때문에 대역폭 효율이 낮은 단점이 있지만, Pilot Density가 높기 때문에 가장 높은 성능을 보인다.

그림 10은 두 번째 방법으로서, Type1과 마찬가지로 매 Sub-frame마다, 2 번째 심볼과 6번째 심볼에 Pilot을 할당하고, 각 안테나 별로 Frequency Domain에서 6개의 서브캐리어마다 1 개의 Pilot을 할당한다. 그림 11은 세 번째 방법으로서, Type1, Typ2와 마찬가지로 매 Sub-frame마다, 2 번째 심볼과 6번째 심볼에 Pilot을 할당하고, 각 안테나 별로 Frequency Domain에서 8개의 서브캐리어마다 1 개

의 Pilot을 할당한다.

그림 12는 네 번째 방법으로서, Type1과 마찬가지로 매 Sub-frame마다, 2 번째 심볼과 6번째 심볼에 Pilot을 할당하고, 각 안테나 별로 Frequency Domain에서 10개의 서브캐리어마다 1 개의 Pilot을 할당한다.

V. 송·수신 안테나 선택 기법

안테나 선택 기법은 M개의 안테나 중에 최적의 L개 안테나를 선택하는 방식으로, 이로 인하여 M개의 RF채인을 L개의 RF채인으로 줄여서 구성할 수 있다. 안테나 선택 방식은 송신단과 수신단에서 독립적으로 이루어지는 방식과 송/수신단을 동시에 고려하여 최적의 결합적 선택을 하는 송/수신 안테나 선택 (Joint Tx/Rx Antenna Selection) 방식으로 구분할 수 있다. 본 논문에서는 I-BLAST 시스템에 송/수신 안테나 선택 기법을 적용 한다.

5.1. SNR 기반 안테나 선택 기법

가장 간단하면서도 널리 사용되는 SNR (Signal to Noise Ratio) 기반 안테나 선택 기법은 선형 수신기에 가장 적합한 알고리즘으로서, 채널 용량 C를 최대화시키기 위하여 식 (24)~(25)와 같이 최소 SNR을 기준으로 안테나를 선택하는 방법이다. [1]

$$C = \arg \max_i (SNR_{\min,i}) \quad (24)$$

$$\begin{aligned} SNR_{\min,i} &\geq \frac{E_s}{N_r N_o} \lambda_{\min,i} \{ \bar{\mathbf{H}}_i^H \bar{\mathbf{H}}_i \} \\ &= \frac{E_s}{N_r N_o} \lambda_{\min,i}^2 \{ \bar{\mathbf{H}}_i \} \end{aligned} \quad (25)$$

식 (24)에서 C는 MIMO 시스템의 채널 용량을 나타내며, E_s 는 심볼 에너지, $\lambda_{\min,i}$ 은 i 번째 부 채널의 최소 고유값 (Sinular Value)을 나타낸다. 최소 SNR은 i 번째 부 채널의 고유값의 최소값에 비례하므로 $\lambda_{\min,i}^2$ 이 가장 큰 안테나 서브셋을 찾아야한다.

5.2. 채널 Norm 기반 안테나 선택 기법

이 방식은 수신된 신호의 크기를 기반으로 하여 수신된 채널 이득 행렬 $\|\mathbf{H}\|^2$ 을 최대화하는 방식이다. 이 방식은 매우 간단하면서도, 높은 성능을 갖는다. 채널 Norm 기반 안테나 선택 알고리즘은 다음의 5 단계로 이루어진다. [13]

Step 1: 수신 채널의 이득 행렬 H의 각 원소의 절대값을 취해 크기를 구하고, 각 행 (수신 안테나) 과 열 (송신 안테나)에서 식 (26)과 같이 Norm을 구한다.

$$\begin{aligned} Pwr_{T_j} &= \sum_{m=1}^{M_R} \|H_{mj}\|^2, j=1,2,\dots,M_T \\ Pwr_{R_i} &= \sum_{n=1}^{M_T} \|H_{in}\|^2, i=1,2,\dots,M_R \end{aligned} \quad (26)$$

Step 2: 각 열과 행 중 1)에서 구한 Norm이 가장 큰 열 또는 행 하나를 선택한다.

$$\arg \max_{v,i,j} \{ pwr_{T_j}, pwr_{R_i} \} \quad (27)$$

Step 3: 만약 2)에서 열이 선택된 경우, 선택된 열에서 가장 큰 크기를 갖는 원소 $\|h_{\max}\|$ 를 선택하고, $\|h_{\max}\|$ 를 포함하는 행을 선택한다.

Step 4: 선택된 행에서 $\|h_{\max}\|$ 를 제외하고 가장 큰 값을 갖는 원소를 선택하고, 그 원소를 포함하는 열을 선택한다.

Step 5: Step 3 ~ Step 4를 L_T 와 L_R 을 만족할 때까지 반복한다.

5.3. 채널 Sum 기반 안테나 선택 기법

채널 Sum 기반 안테나 선택 알고리즘은 5.2의 채널 Norm 기반 방식과 유사하다.

Step 1: 수신 채널의 이득 행렬 H의 각 원소의 절대값을 취해 크기를 구하고, 각 행 (수신 안테나) 과 열 (송신 안테나)에서 식 (28)과 같이 그 크기의 합을 구한다.

$$\begin{aligned} Pwr_{T_j} &= \sum_{m=1}^{M_R} |H_{mj}|, j=1,2,\dots,M_T \\ Pwr_{R_i} &= \sum_{n=1}^{M_T} |H_{in}|, i=1,2,\dots,M_R \end{aligned} \quad (28)$$

Step 2: 채널 Norm 방식과 동일한 방법으로 Step 2 ~ Step 5를 수행한다.

VI. 제안된 송·수신 안테나 스케줄링 기반 HARQ 스위칭 알고리즘

본 논문에서는 I-BLAST 기법에 5.1절에서 제안한 채널 Sum 기반의 송/수신 안테나 선택 알고리즘을 적용하여 양호한 통신 링크를 갖는 안테나를 선택한다. 이렇게 선택된 안테나를 스케줄링하여 패킷의 재전송 요구 시 재전송 성공 확률을 높이는 HARQ (Hybrid ARQ) 스위칭 기법을 제안한다. 6 x 6의 안테나 중 4 x 4의 안테나가 선택된다.

6.1. 시스템 모델

기존 HARQ 알고리즘^[14-15]은 특정 안테나를 통해 전송된 패킷에 오류가 발생하였을 때, 동일한 안테나로 재전송된 패킷이 또다시 오류를 겪을 수 있다. 본 논문에서 제안하는 HARQ 스위칭기법은 재전송 요구가 있을 시 수신단으로부터 Feedback 받은 정보를 이용하여 송신 안테나를 스케줄링 한 후 패킷의 재전송을 수행함으로 재전송 성공 확률을 높일게 된다. 그림 13은 제안된 안테나 스케줄링 기반 HARQ 스위칭 알고리즘을 적용한 시스템의 송신단 구조이다. 송신단은 그림 6의 I-BLAST의 구조에

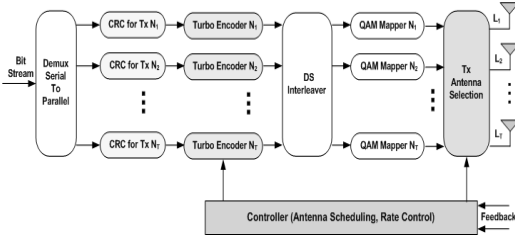


그림 13. I-BLAST 기반의 안테나 스케줄링을 적용한 HARQ 스위칭 시스템의 송신단 구조

Fig. 13. Transmitter of HARQ switching system with antenna scheduling based on I-BLAST.

재전송 여부 확인을 위한 CRC 코더, 양호한 통신 링크를 갖는 안테나를 선택하기 위한 안테나 선택 블록, Feedback 받은 정보를 기반으로 터보 코드 부호화율과 안테나를 선택하고 스케줄링하기 위한 컨트롤러로 구성되어있다.

오류 검출을 위한 CRC 패리티 비트는 식 (29)의 생성다항식을 사용하여 만들어지며, CRC Size는 MAC 계층에 의하여 결정된다.

$$g_{CRC24}(D) = D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1 \quad (29)$$

본 논문에서 사용하는 ARQ 기법은 SAW (Stop And Wait) 방식으로 ACK/NAK을 송신측이 Feed-back 받은 후 새로운 패킷을 전송하며, 재전송이 이루어지는 동안 새로운 패킷의 전송은 없다.

그림 14는 I-BLAST에 제안된 알고리즘을 적용한 수신단 구조이다. 수신단은 그림 11의 파일럿을 이용하여 안테나별 채널 추정 한 후, 안테나 선택을 위해 식 (30)을 계산하게 된다.

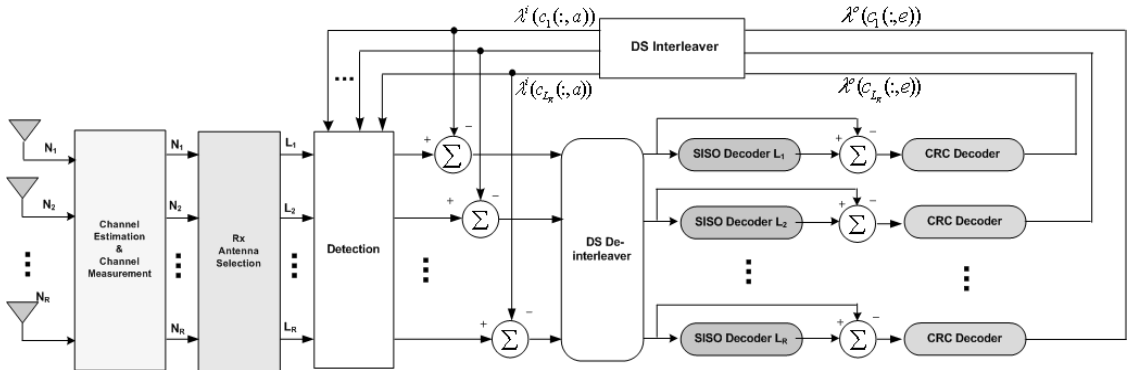


그림 14. I-BLAST 기반의 안테나 스케줄링을 적용한 HARQ 스위칭 시스템의 수신단 구조

Fig. 14. Receiver of HARQ switching system with antenna scheduling based on I-BLAST.

$$Pwr_{T_j} = \sum_{m=1}^{M_R} |H_{mj}|, j=1,2,\dots,M_T$$

$$Pwr_{R_i} = \sum_{n=1}^{M_T} |H_{in}|, i=1,2,\dots,M_R \quad (30)$$

식 (30)을 계산한 후, 총 6개의 수신 안테나 중 높은 채널 Sum 값을 갖는 4개의 수신 안테나가 선택된다. 3번의 Iteration이 수행된 후 CRC 디코더는 CRC 생성다항식을 이용하여 수신된 패킷에 에러가 발생하였는지 여부를 확인하게 된다. CRC 계산은 다음과 같다.

$$P(x) = Q(x) \times G(x) + R(x) \quad (31)$$

6.2. 안테나 스케줄링에 기반한 HARQ 스위칭

그림 15는 HARQ 스위칭 알고리즘의 흐름도를 나타낸다. 수신된 데이터는 채널 추정기로부터 채널 값을 추정 한 후 채널 Sum 값이 가장 높은 4개의 송/수신 안테나를 선택한다.

$$\arg \max_{i,j} \{pwr_{T_j}, pwr_{R_i}\} \quad (32)$$

I-BLAST 디코딩 과정을 거친 후 수신된 패킷이 재전송 된 패킷인지의 여부를 결정 한 후 새로운 패킷이면 CRC 체크를 하게 된다. 만일, 재전송 된 패킷이라면 버퍼에 저장되어있던 이전의 패킷과 결합하게 된다. 수신단은 송신측으로 ACK / NAK 값 과 송신단의 안테나 선택을 위한 송신 안테나 인덱스를 Feedback 한다.

$$ACK_m = \begin{cases} 0, & R(x)=0 \\ 1, & R(x) \neq 0 \end{cases}, m=1,2,\dots,L_T \quad (33)$$

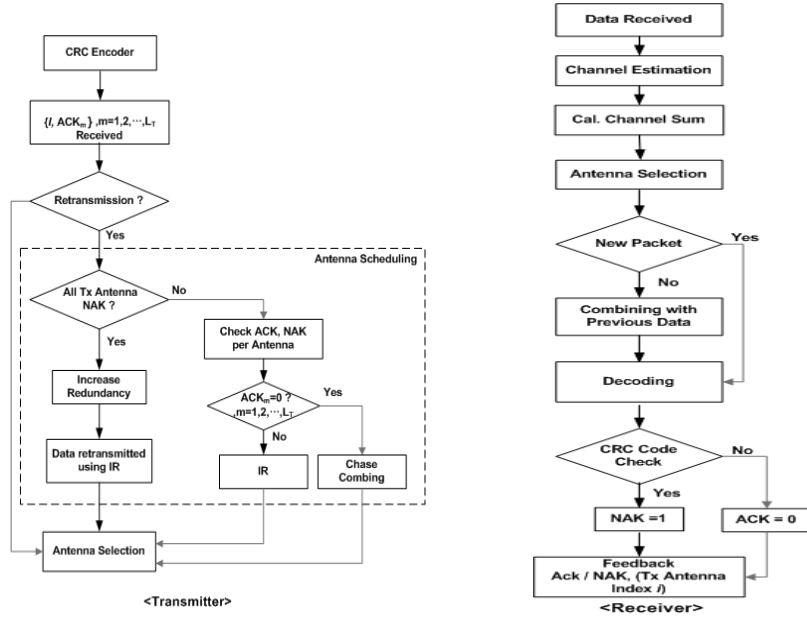


그림 15. 제안된 HARQ 스위칭 알고리즘의 송/수신단 흐름도 .
Fig. 15. Transmitter and Receiver side flow chart of proposed HARQ switching algorithm.

Feedback 받은 정보를 이용하여, 송신단은 재전송 여부를 결정하게 된다. 모든 안테나에서 ACK=0 이라면, 스케줄러는 Feedback 받은 송신 안테나 인덱스를 기반으로 4개의 송신 안테나를 선택하게 된다. 패킷의 재전송이 필요할 경우 스케줄러는 모든 안테나의 ACK 값을 확인하여, ACK=0인 안테나를 사용하여 Chase Combining 기법을 적용하여 재전송하게 된다. ACK=1인 안테나는 재전송 역시 실패할 확률이 높기 때문에, Incremental Redundancy 기법을 적용하여 재전송하게 된다. Incremental Redundancy를 사용하여 재전송시 부호화율은 점점 낮아진다. 제안된 알고리즘은 반복 수신기와 양호한 통신링크를 갖는 안테나 선택 기법을 적용 후 수행되므로 높은 신뢰성을 제공한다.

6.3 복잡도 비교

기존의 HARQ 기법은 송신단의 모든 송신안테나에 ACK 정보만 feedback시켜 주면 되었으나, 제안된 알고리즘에서는 송신단의 각 안테나에 ACK 정보와 더불어, 재전송시 사용되는 최적의 안테나를 선택하는 Ordering 정보까지 Feedback해 주어야 한다. 참고로 Ordering은 MIMO 검출 (Sphere Decoding 또는 QRD-M 알고리즘)에서 필수적인 요소이다. 따라서, 제안된 알고리즘의 경우, 수신단에 별도의 복잡도 증가가 요구되지 않는다. 다만 Ordering 정보만큼 증가

된 feedback 양과 제안된 알고리즘에 의하여 현저히 감소되는 재전송횟수, 그리고 BER 성능향상 간 tradeoff가 존재한다.

VII. 모의 실험 결과 및 성능 분석

7.1절에서는 모의 실험 결과를 통해 Iteration 수에 따른 I-BLAST의 성능을 비교해보고 성능과 복잡도 관점에서 최적의 Iteration 수를 결정한다. 또한, 4절의 3GPP-LTE에서 제안한 파일럿 할당 구조를 적용하여 실제적인 채널 추정이 이루어졌을 때의 성능을 함께 나타낸다. 7.2절에서는 MIMO 검출 기법 중 선형 검출 기법인 Zero Forcing, MMSE, ZF-SIC, MMSE-SIC, ML에 가까운 Sphere Decoding의 성능을 비교하고, 7.3절에서는 패킷 재전송 횟수에 따른 HARQ 시스템의 성능을 비교하고, 7.4절에서는 채널 Norm과 Channel Sum을 사용한 안테나 선택 기법의 성능을 비교한다. 마지막으로, 7.5절에서는 본 논문에서 제안한 HARQ 스위칭 기법을 기존의 HARQ 방법과 비교, 분석하여 제안한 알고리즘을 사용하였을 경우 시스템의 성능이 향상됨을 확인한다. 부록에서는 본 논문에서 사용한 터보 코드의 여러 디코딩 알고리즘의 성능 비교를 한다. 표 4는 모의 실험 환경을 나타내고 그림 17을 제외한 모든 결과는 그림 12의 파일럿 패턴 Type 3을 사용

한 실제 채널 추정 방식을 적용하였다.

7.1. I-BLAST 성능 검증

표 4는 본 논문의 모의 실험에 사용된 파라미터를 나타낸다. 그림 16은 Iteration 수에 따른 I-BLAST 시스템의 4 x 4 QPSK Uncoded BER 성능을 나타내는 것으로 채널 추정은 완벽하다고 가정하였으며, 검출 기법은 Sphere Decoding 방식을 사용하였다.

표 4. 모의 실험 환경.
Table 4. Simulation parameters.

Parameter	Value
Carrier Frequency	2 GHz
Bandwidth of Operation	20 MHz
FFT Size	2048
Sub-carrier Spacing	15 kHz
Sub-frame Duration	0.5 ms
Cyclic Prefix	146
Modulation	QPSK, 16 QAM
OFDM Symbol per Sub-frame	7
MS Speed	120 km/h
MIMO Fading Channel Model	SCM-E Sub-urban Macro
Antenna Configuration	4 x 4
MIMO Detection	Sphere Decoding
Tx/Rx Antenna Distance	10λ, 0.5λ
Channel Coding	Turbo Coding
Turbo Decoding Algorithm	Simplified Log-MAP
Retransmission Scheme	CC, IR
Mother Code Rate	2/3
IR Code Rate	3/5, 8/15, 1/2, 2/5

그림 16의 결과로부터 Iteration 수가 증가함에 따라 시스템의 성능이 향상되고, 5번의 Iteration 후 BER 10^{-4} 에서 약 5dB의 성능 향상이 발생함을 확인할 수 있다. 이는 반복적인 Process로 인하여 채널 추정 오차 및 검파 오차, 안테나 간의 간섭 양이 줄어들기 때문이다. 하지만, 3번 이상의 Iteration에서는 성능 향상이 거의 없음을 알 수 있는데, 이는 3번의 Iteration 수행만으로도 채널 추정 및 검파 오차에 대한 보상이 충분히 이루어졌기 때문이다. 또한, 채널 추정이 완벽하다고 가정하였기 때문에, 보상되는 채널 추정 오차는 작을 것이며, 실제적인 채널 추정 방법을 사용 할 경우 Iteration에 의하여 발생하는 이득은 더욱 커지게 된다. 따라서 복잡도와 성능간의 Tradeoff를 고려할 경우 3번의 Iteration이 최적임을 알 수 있다. 그림 17은 터보 코드 부호 화율 2/3과 그림 12의 파일럿 패턴 Type 3을 이용하여 실제적인 채널 추정을 적용하였을 경우에 16QAM 4 x 4 Coded BER 성능 그래프를 나타낸다.

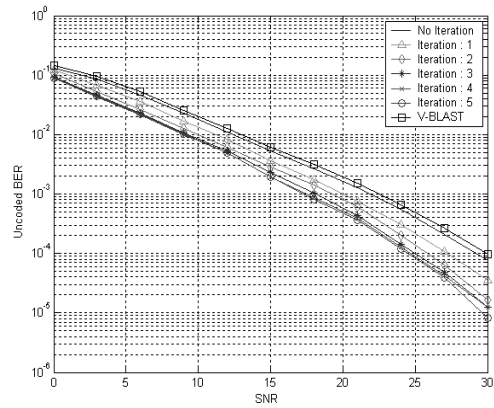


그림 16. Iteration 수에 따른 I-BLAST 4 x 4 Uncoded QPSK BER 성능 그래프
Fig. 16. 4 x 4 I-BLAST uncoded BER performance curve according to iteration number.

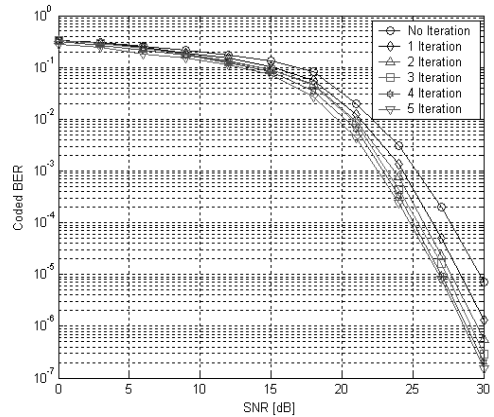


그림 17. 파일럿 패턴 Type 3을 적용하였을 시 4 x 4 I-BLAST 16QAM coded BER 성능 그래프
Fig. 17. 4 x 4 I-BLAST 16QAM coded BER performance using pilot pattern of type 3.

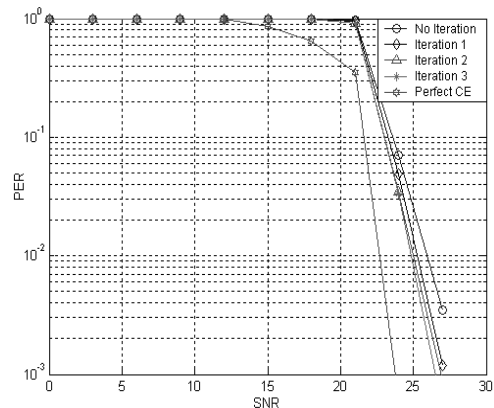


그림 18. 4 x 4 I-BLAST 16QAM PER 성능 그래프
Fig. 18. 4 x 4 I-BLAST 16QAM PER performance curve.

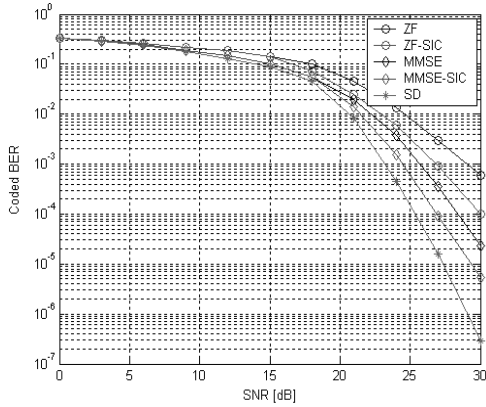


그림 19. MIMO 검출 기법에 따른 4 x 4 I-BLAST Coded BER 성능 그래프
Fig. 19. 4 x 4 I-BLAST 16QAM coded BER performance curve according to MIMO detection schemes.

파일럿 패턴 Type 3을 선택한 이유는 본 논문에서는 모의 실험 결과를 나타내지 않았지만, 성능과 복잡도를 고려하였을 시 가장 효율적이기 때문이다.

그림 17에서 3번의 Iteration으로 인한 성능 향상은 BER 10^{-5} 에서 약 2dB 정도이다. 이는 ML에 가까운 Sphere Decoding을 사용하더라도 Iteration으로 인해 얻는 이득이 크다는 것을 의미한다. 그림 18은 4 x 4 16QAM PER (Packet Error Rate) 성능 그래프를 나타낸 것으로, 3번의 Iteration 후에 PER 10^{-2} 에서 약 1dB의 성능 향상이 발생하게 된다.

7.2. 검출 기법에 따른 I-BLAST 성능 검증

그림 19는 MIMO 검출 기법에 따른 4 x 4 I-BLAST 시스템의 16QAM Coded BER 성능을 나타낸다.

그림 19의 결과로부터 검출 기법의 성능은 Sphere Decoding이 가장 우수한 성능을 나타냈고, 간섭 신호 제거 알고리즘이 적용된 MMSE-SIC (Successive Interference Cancellation), MMSE, ZF-SIC, ZF의 순서이다. BER 10^{-5} 에서 3GPP-LTE의 주파수 효율 4 x 4 BLAST 시스템에 있어서 6bps/Hz의 성능을 만족시키기 위해서는 MMSE-SIC 또는 Sphere Decoding을 사용하여야 한다. 하지만, 시뮬레이션의 오차, 하드웨어오차 등을 감안한다면 Sphere Decoding이 가장 적합한 MIMO 검출 기법임을 알 수 있다.

7.3. 재전송 횟수에 따른 HARQ 성능 검증

그림 20은 HARQ 재전송 기법에 따른 4 x 4 I-BLAST 시스템의 16QAM Coded BER 성능 그래프

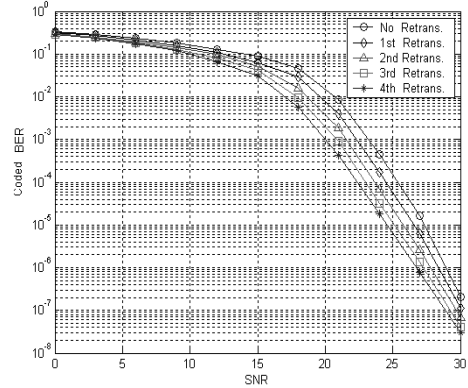


그림 20. 재전송 횟수에 따른 4 x 4 I-BLAST 16QAM coded BER 성능 그래프
Fig. 20. 4 x 4 I-BLAST 16QAM coded BER performance curve according to retransmission number.

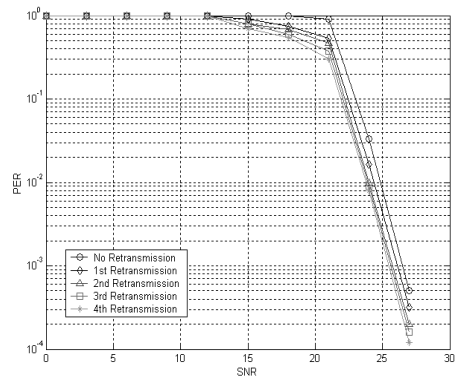


그림 21. 재전송 횟수에 따른 4 x 4 I-BLAST 16QAM PER 성능 그래프
Fig. 21. 4 x 4 I-BLAST 16QAM PER performance curve according to retransmission number.

이며, 그림 21은 16QAM PER 성능 그래프를 나타낸다.

3GPP에 언급된 재전송 횟수는 최대 4번이며, Chase Combining 기법을 사용하여 이전 패킷과 재전송된 패킷을 결합하였다. 그리고, 재전송이 진행되는 순간에는 새로운 패킷의 전송은 없다는 것을 기본 가정으로 모의 실험을 진행하였다. CRC 디코딩은 3번의 Iteration이 수행된 후 이루어진다. 모의 실험 결과로부터 4번의 재전송 후 BER 10^{-5} 에서 약 2.7dB의 SNR 이득이 발생하였으며, PER 10^{-2} 에서는 약 1.2dB의 SNR 이득이 발생하였다.

7.4. 송/수신 안테나 선택 기법 성능 검증

그림 22는 Channel Norm과 Channel Sum을 기반으로 하는 송/수신 안테나 선택 기법의 I-BLAST 16QAM Coded BER 성능을 나타낸다. 6 x 6 송/

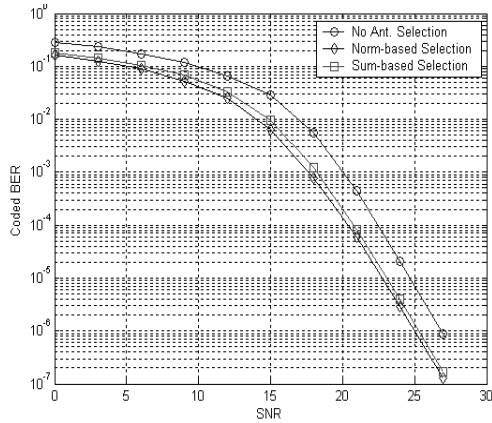


그림 22. 송/수신 안테나 기법을 적용한 4 x 4 I-BLAST 16QAM BER 성능 그래프.
Fig. 22. 4 x 4 I-BLAST 16QAM BER performance curve applying to Tx/Rx antenna selection schemes.

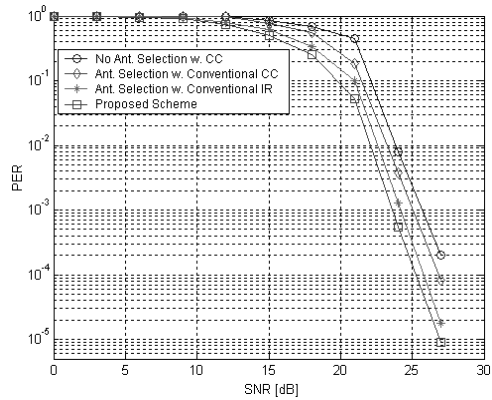


그림 24. 안테나 스케줄링 기반 HARQ 스위칭 기법을 적용한 4 x 4 I-BLAST의 16QAM PER 성능.
Fig. 24. 4 x 4 I-BLAST 16QAM PER performance of HARQ switching based on antenna scheduling.

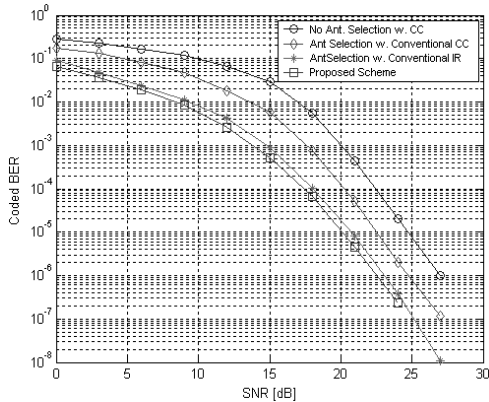


그림 23. 안테나 스케줄링 기반 HARQ 스위칭 기법을 적용한 4 x 4 I-BLAST의 16QAM coded BER 성능.
Fig. 23. 4 x 4 I-BLAST 16QAM coded BER performance of HARQ switching based on antenna scheduling.

수신 안테나 중 4 x 4의 안테나를 선택하였으며, Feedback 딜레이는 4 Sub-frame을 고려하였다.

그림 22의 모의 실험 결과로부터 BER 10⁻⁵에서 안테나 선택 기법을 적용하지 않았을 때에 비하여 약 2.5 dB의 SNR 이득이 발생함을 확인할 수 있다. 또한, 채널 Norm을 이용한 안테나 선택 기법이 채널 Sum을 이용한 안테나 선택 기법에 비해 좀더 우수한 성능을 보인다. 하지만 그 차이는 아주 미비하므로, 채널 Sum을 이용한 안테나 선택 기법에 HARQ 스위칭 알고리즘을 적용한다.

7.5. 안테나 스케줄링에 기반한 HARQ 스위칭 기법의 성능 검증

그림 23~그림 24는 본 논문에서 제안하는 안테

나 스케줄링 기반 4 x 4 I-BLAST 시스템에 HARQ 스위칭을 적용한 모의 실험 결과이다. Incremental Redundancy 기법을 적용하여 재전송 할 시 채널 코더의 부호화율은 3/5, 8/15, 1/2, 2/5의 순서로 강화된다.

그림 23으로부터 HARQ 스위칭 알고리즘을 적용하였을 시 기존 HARQ 시스템에 비하여 Chase Combining 기법에 비하여 약 2.5dB의 SNR 이득이 발생함을 확인 할 수 있다. 그림 24의 결과 역시 제안된 HARQ 스위칭 알고리즘이 기존 HARQ 기법에 비하여 PER 10⁻²에서 2dB SNR 향상이 발생하였다.

VIII. 결론

본 논문에서는 주파수 효율을 높이기 위한 방법 중 현재 많은 연구가 이루어지고 있는 Iterative BLAST 시스템을 기본 모델로 하여 송/수신 안테나 선택 기법에 안테나 스케줄링을 고려하는 HARQ 스위칭 기법을 적용하였다. 또한, 이러한 다중안테나 시스템의 정확한 성능 분석을 위해 공간 채널 모델인 SCME 채널 모델을 분석하고, 모의 실험을 통해 검증하였다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 안테나 별 CRC 코드를 삽입하여 ACK/NAK를 확인한 후 패킷의 재전송 요구가 있을 시 스케줄링 기법에 따라 안테나 스위칭을 통하여 패킷을 재전송함으로써 시스템의 성능 향상을 얻게 된다. Iteration의 과정으로 인하여 채널 추정 및 Detection의 오차가 보상된 후 안테나 선택 알고리즘을 적용함으로써

보다 신뢰성 높은 송/수신 안테나를 선택하여 SNR 이득을 얻을 수 있었다. 또한, 이러한 신뢰성 높은 시스템을 기반으로, 기존의 HARQ 기법과는 달리 스케줄링을 통하여 재전송 요구가 있을 시 ACK 안테나를 통하여 Chase Combining 기법을 적용하여 패킷을 전송/결합하고, NAK 안테나를 통해 채널 코더의 부호 화율을 강화시킨 Incremental Redundancy 기법을 적용하여 패킷을 전송/결합함으로써 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다. 모의 실험 결과로부터 HARQ 스위칭 기법을 적용하였을 경우, 기존 Chase Combining에 비하여의 경우 PER 10⁻²에서 2dB의SNR 이득을 얻게 된다. 따라서, 본 논문에서 제안한 HARQ 스위칭 기법을 사용하면, 시스템의 SNR 향상이 발생한다.

IX. 부 록

9.1. 구현을 위한 터보 디코딩 알고리즘

터보 디코딩 알고리즘에는 SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm), MAP (Maximum A Posteriori), Log-MAP, MAX-Log-MAP (Maximum Log-MAP) 등의 알고리즘이 있다. SOVA 알고리즘은 기존 Vitebi 알고리즘의 branch 메트릭을 계산함에 있어서, Hamming 거리가 아닌 Euclidean 거리를 사용하여 계산하고, 연관성 값을 출력하게 된다. MAP 알고리즘은 사후 확률을 최대로 하는 방법으로 가장 성능이 좋은 만큼 복잡도 또한 가장 높다. 따라서, MAP의 복잡도를 줄이기 위해 Logarithm Domain에서 연산을 수행하는 Log-MAP과 MAX-Log-MAP이 많이 사용되고 있다. 본 절에서는 Log-MAP과 거의 유사한 성능을 나타내지만 복잡도를 줄인 Simplified Log-MAP 알고리즘과 Log-MAP 알고리즘에 가까운 성능을 보이는 Improved Max-Log-MAP 알고리즘을 설명하고, SCM-E Sub-urban, AWGN 환경에서 모의 실험을 통해 성능 검증한다.

9.1.1 Log-MAP 알고리즘

식 (34)는 Log-MAP 알고리즘의 수식을 나타낸다.

$$\begin{aligned} f(x_1, x_2) &= \log(e^{x_1} + e^{x_2}) \\ &= \max(x_1, x_2) + \log(1 + e^{-|x_1 - x_2|}) \\ &= \max(x_1, x_2) + f_c(|x_1 - x_2|) \end{aligned} \quad (34)$$

9.1.2 MAX-Log-MAP 알고리즘

식 (34)의 Log-MAP 알고리즘을 Jacobian Logarithm 을 사용하여 max 항만을 고려한 알고리즘이 식 (35) ~ 식 (38)의 MAX-Log-MAP 알고리즘이다.

$$L_{out}^e(u_k) = \frac{L(u_k)}{2} - (y_k^s + L_{in}^e(u_k)) \quad (35)$$

$$\begin{aligned} L(u_k) &= \max_{s'}(\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s', s) + \beta_k(s)) \\ &\quad - \max_{s'}((\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s', s) + \beta_k(s)) \end{aligned} \quad (36)$$

$$\gamma_k(s', s) = x_k^s(L_{in}^e + y_k^s) + x_k^p \cdot y_k^p \quad (37)$$

$$\alpha_k(s) = \max_{s' \in S}(\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s', s))$$

$$\beta_k(s) = \max_{s' \in S}(\beta_{k-1}(s') + \gamma_k(s', s)) \quad (38)$$

식 (35) ~ 식 (38)에서 $L_{out}^e(u_k)$ 는 첫 번째 MAP 디코더와 두 번째 MAP 디코더 사이에 교환되는 Information이며, $L(u_k)$ 는 Extrinsic Information으로서 디코더의 Iteration 과정에서 다음 Iteration을 수행하기 위한 Priori Information으로 사용되는 값이다. $\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$ 는 각각 Forward Metric, Backward Metric, Branch Metric 값을 나타내며, x^s, x^p 는 스테이트 천이 $s' \rightarrow s$ 에 대하여 터보 부호화기의 Systematic과 Redundancy 이며, y^s, y^p 는 수신 심볼이다.

9.1.3 Improved-MAX-Log-MAP 알고리즘

MAX-Log-MAP 알고리즘은 식 (34)에서 Correction Term이라 불리는 $f_c(|x_1 - x_2|)$ 항을 고려하지 않기 때문에, Log-MAP 알고리즘에 비하여 성능이 열화 된다. Correction Term의 소실로 인해 발생하는 성능 저하를 Extrinsic Information에 적절한 실수값을 곱해줌으로써 Log-MAP의 성능에 유사하게 만들 수 있다. 식 (39)는 Improved MAX-Log-MAP 알고리즘의 수식이다. [16]

$$L_{out}^e(u_k) = \frac{L(u_k)}{2} - (y_k^s + L_{in}^e(u_k)) \cdot c \quad (39)$$

9.1.4 Simplified-Log-MAP 알고리즘

Simplified Log-MAP은 기존 Log-MAP 알고리즘의 성능을 유지하면서 복잡도를 낮춘 알고리즘으로 지수 계산이 필요한 Correction Term f_c 를 단순화 시켰다. [17] Simplified Log-MAP은 Constant Approximation, Linear Approximation, Differential

Approximation 등 3가지로 구성되며, 기존의 Log-MAP 알고리즘에 유사한 성능을 갖지만, 상대적으로 복잡도를 낮추게 되었다.

(1) 실수 근사화 (Constant Approximation)

실수 근사화는 Correction Term 식 (34)의 f_c 를 실수 값으로 근사화시킨 방법이며, 식 (40)과 같다.

$$f_{const}(x) = \begin{cases} a, & |x| \leq b \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (40)$$

식 (40)에서 순서쌍 (a, b) 는 (0.375, 2) 또는 (0.5, 1.5) 일 때 가장 좋은 성능을 나타낸다.

(2) 선형 근사화 (Linear Approximation)

선형 근사화는 식 (34)의 Correction Term f_c 를 식 (41)로 근사화시킨 방법이다.

$$f_{\log\text{-lin}}(x) = \max(\log 2 - |x|/4, 0) \quad (41)$$

(3) 차동 근사화 (Differential Approximation)

차동 근사화는 식(34)의 Correction Term f_c 를 식 (42)로 근사화시킨 방법이다.

$$f'(x) = \frac{\log 2}{2^{-|x|}}$$

$$f''(x) = \frac{\log 2}{2^{-|x|}} \quad (42)$$

9.2. 모의 실험 결과

표 5. 모의 실험 환경.

Table 5. Simulation parameters.

Parameter	Value
Carrier Frequency	2 GHz
Bandwidth of Operation	20 MHz
FFT Size	2048
Cyclic Prefix	4.75 ~ 4.79 us
Sub-frame Duration	0.5 ms
OFDM Symbol per Sub-frame	7
Modulation	16QAM
MS Speed	60 km/h
Channel Model	AWGN & SCME Sub-urban Macro
Code Rate	1/2, 2/3
MAP Algorithm	Max-Log-MAP, Improved Max-Log-MAP, Simplified Log-MAP
Antenna Configuration	1 x 1

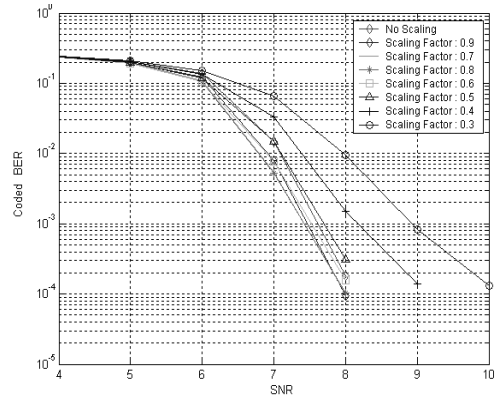


그림 25. Scaling Factor에 따른 1/2 16QAM Coded BER 성능. Fig. 25. 1/2 16QAM Coded BER performance according to scaling factor in AWGN.

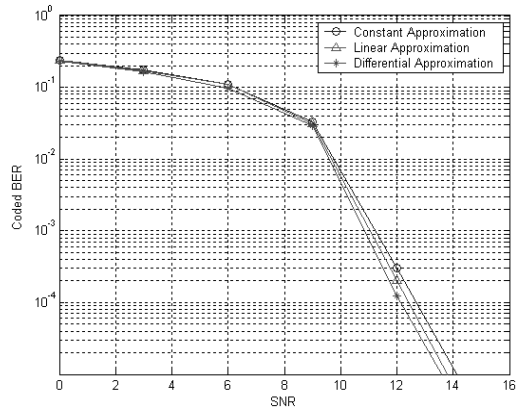


그림 26. SCME sub-urban 환경에서 근사화 방법에 따른 1/2 16QAM simplified Log-MAP coded BER 성능. Fig. 26. 1/2 16QAM simplified Log-MAP coded BER performance according to approximation schemes under SCME sub-urban.

그림 25는 AWGN 환경에서 Scaling Factor에 따른 1/2 16QAM의 Coded BER 성능 그래프이다. 그림 25에서 최적의 Scaling Factor는 0.7 또는 0.8이다.

그림 26은 Simplified Log-MAP의 실수 근사화, 선형 근사화, 차동 근사화에 대한 16QAM Coded BER 성능 그래프이다. 성능은 차동 근사화, 선형 근사화, 실수 근사화 순이며, 본 논문에서는 선형 근사화 방법을 적용한 Simplified Log-MAP을 터보 디코딩 알고리즘으로 사용하였다.

그림 27은 MAP 알고리즘 간의 성능 그래프이다. 알고리즘의 성능은 MAX-Log-MAP, Improved MAX-Log-MAP, Simplified Log-MAP 순이다.

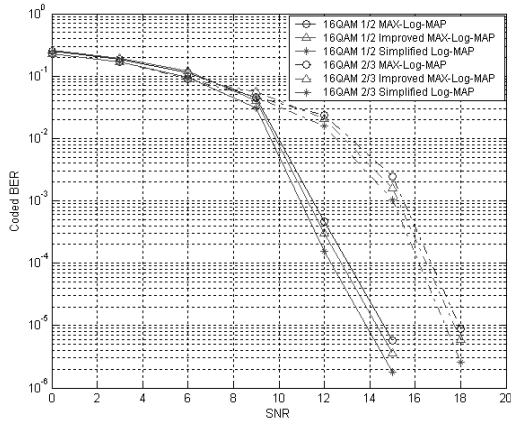


그림 27. Sub-urban macro 환경에서 MAP 알고리즘에 따른 16QAM coded BER 성능.
 Fig. 27. 16QAM Coded BER performance according to MAP algorithms in sub-urban macro.

참 고 문 헌

- [1] George Tsoujos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*. Taylor & Francis, 2006.
- [2] 3GPP&3GPP2 Spatial Channel Model AHG, "Spatial Channel Model Text Description -Rev 7.0," Aug. 2003.
- [3] 3GPP, "Spatial channel model for MIMO simulations," TR 25.996 V6.1.0, Sep. 2003.
- [4] D. Baum, J. Salo, G. Del Galdo, M. Milojevic, and P. Kyoti, "An interim channel model for beyond - 3G systems," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. -spring*, pp. 3132-3135, June 2005.
- [5] 박성호, 김규현, 허 주, 장경희, "OFDM 기반 다중 안테나 시스템의 링크레벨 성능 검증," *한국통신학회논문지*, vol.31, No.6A, 2006. 06.
- [6] P. W. Wolniansky, J. G. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel," *URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, pp.295 -300, Oct. 1998.
- [7] Mathini Sellathurai, and Simon Haykin, "Turbo-BLAST for Wireless Communications : Theory and Experiments," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol.50, No.10, pp. 2538-2546, Oct. 2002.
- [8] Q. Li, N. Georghiades, and X. Wang, "An iterative receiver for turbo-coded pilot-assisted modulation in fading channels," *IEEE Comm. Letters*, vol.5, No.4, pp.145-147, Apr. 2001.
- [9] Helmut Bolcskei, David Gesbert, Papadias, and Alle-jan van der Veen, *Space-Time Wireless Systems*. Cambridge, 2006.
- [10] O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore, "Lattice code decoder for space time codes," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, pp. 161-163, May 2000.
- [11] E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger, "Closest point search in lattices," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 48, pp. 2201-2214, Aug. 2002.
- [12] 3GPP TSG RAN WG1, "Pilot structure in E-UTRA downlink," R1-060078, Meeting #44, Feb. 2006.
- [13] 손준호, 권동승, 강충구, "MIMO 시스템을 위한 낮은 복잡도의 송/수신 안테나 선택 알고리즘," *고려대학교* 2005-076502, 2005.08.
- [14] 3rd Generation Partnership Project (3GPP) TS 25.212 Rev. 5.9.0, "Multiplexing and channel coding (FDD)," June 2004.
- [15] 3rd Generation Partnership Project (3GPP) Technical Specification TSGR1#17(00)1428, "Performance Comparison of Chase Combining and Incremental Redundancy for HSDPA," Nov. 2000.
- [16] Jorg Vogt, and Adolf Finger, "Improving the Max-Log-MAP Turbo Decoder," *Electronics Letters Draft*.
- [17] Hao Wang, Hongwen Yang and Dacheng, "Improved Log-MAP Decoding Algorithm for Turbo-like Code," *IEEE Comm.. Letters*, vol.10, Issue 3, pp.186-188, Mar. 2006.

김 규 현 (KyooHyun Kim)

준회원



2005년 2월 인하대학교 전자 공
학과 (공학사)
2007년 2월 인하대학교 정보 통신
대학원 (공학석사)
<관심분야> 4세대이동통신무선전
송방식, MIMO 및 Smart Antenna
시스템, WiBro 시스템무선전송

규격, Mobile Multi-hop Radio

강 승 원 (SeungWon Kang)

준회원



2005년 2월 인하대학교 전자공학
과 (공학사)
2007년 2월 인하대학교 정보통신
대학원 (공학석사)
2007년 2월~현재 삼성정보 통신
총괄
<관심분야> 4세대 이동통신 무선

전송방식, WiBro Wavelet-based OFDM 시스템,
Turbo Equalizer

장 경 희 (KyungHi Chang)

중신회원



1985년 2월 연세대학교 전자공학
과 (공학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학
과 (공학석사)
1992년 8월 Texas A & M Univ.,
EE Dept. (Ph.D.)
1989년~1990년 삼성종합기술원
주임연구원

1992년~2003년 한국전자통신연구원, 이동통신연구소
무선전송방식연구팀장 (책임연구원)

2003년~현재 인하대학교 정보통신대학원 부교수
<관심분야> 4세대 이동통신 및 3GPP LTE 무선전송방식,
WMAN 및 DMB 시스템 무선전송기술, Cognitive
Radio, Cross-layer Design, Cooperative Relaying
System

정 병 장 (ByungJang Jeong)

정회원



1988년 2월 경북대학교 전자공
학과 학사
1992년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 석사
1997년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 박사
1994년 5월~2003년 5월 삼성중
합기술원 전문연구원

2003년 6월~현재 ETRI 이동통신연구단 선임연구원
<관심분야> 통신신호처리, 무선통신, MIMO

정 현 규 (HyunKyu Chung)

정회원



1985년 2월 서울대학교 전기공학
과 (학사)
1988년 2월 KAIST 전기 및 전자
공학과 (석사)
2000년2월 Polytechnic University,
Brooklyn, New York (박사)
1988년~1993년 한국통신 연구개

발단 전임연구원

1993년~1998년 SK 텔레콤중앙연구소 책임연구원

2001년 Lucent Technologies, Whippany, New Jersey,
MTS

2001년~현재 ETRI, 이동통신연구단 차세대무선전송
연구팀장

<관심분야> 이동통신, MIMO-OFDM, MMR, 무선전
송기술, Propagation Channel, MIMO 채널모델