

ATSC 3.0 LDM-MIMO 방송 시스템에서 수신 SNR을 이용한 새로운 Core-Layer 복호 기법

김승현 *정태진

전남대학교 ICT융합시스템공학과

167709@jnu.ac.kr

New Core-Layer Decoding Method Using Receive SNR in ATSC 3.0 LDM-MIMO Broadcasting Systems

Kim, Seung-Hyeon *Jung, Tae-Jin

Dept. of ICT Convergence System Engineering, Chonnam National University

요약

본 논문에서는 ATSC 3.0 Layered-Division-Multiplexing(LDM) Multiple-Inputs-Multiple-Outputs(MIMO) 방송 시스템에서 Core-Layer 신호에 대한 새로운 Hybrid PGA(HPGA) 복호 기법을 제안하고자 한다. 제안된 기법은 각 수신단의 Enhanced-Layer 신호의 평균전력 대비 잡음 값에 따라 기존의 GA 기법과 PGA 기법을 선택적으로 적용하여 기존의 PGA 기법에 비해 큰 성능저하 없이 복호 복잡도는 약 25% 줄일 수 있다.

1. 서론

ATSC 3.0 표준에서는 다양한 서비스 구현을 위해 주요 기술 중 하나인 Layered-Division-Multiplexing(LDM) 전송 기법을 채택하고 있다.[1,2] LDM 전송 기법은 독립적인 Core-Layer(CL) 신호와 Enhanced-Layer(EL) 신호를 동시에 전송하는 기법으로 현재 채널 상태에 따라 수신 화질을 선택할 수 있는 다양한 고급 방송 서비스 기술들을 제공하기 위해 LDM과 MIMO를 결합한 LDM-MIMO에 대한 연구들이 진행되고 있다.[3-6] 기존의 CL 복호 기법으로 EL 신호를 모두 잡음으로 가정하여 CL 신호를 복호하는 Gaussian-Approximation(GA) 기법[7] 대신, EL 신호의 일부만을 잡음으로 고려하여 성능을 향상시키는 Partial-GA (PGA) 기법[5,6]을 제안하였다. 하지만 PGA 기법은 이러한 성능 이득을 가지더라도 기존의 GA 기법에 비하여 상대적으로 높은 복호 복잡도를 가진다는 큰 문제점이 존재한다.

따라서 각 수신단에서 채널 값에 대해 변하는 EL 신호의 평균전력 대비 잡음에 따라 GA 기법과 PGA 기법을 선택적으로 하여 PGA 기법과 큰 성능 저하 없이 복잡도는 줄이는 새로운 복호 기법을 제안하고자 한다.

2. LDM-MIMO 시스템

그림 1은 LDM-MIMO 방송 시스템의 송수신 블록도이다. 먼저 송신단에서 CL 비트와 EL 비트는 각각 독립적으로 채널 부호화한 후, 변조차수가 M_c 인 하나의 CL 신호, x_c 와 변조차수가 M_e 인 두 개의 EL 신호들, $x_{e,i}$ 로 변조되어 MIMO 채널을 통과한 후 다음과 같이 수신단에 도착한다.

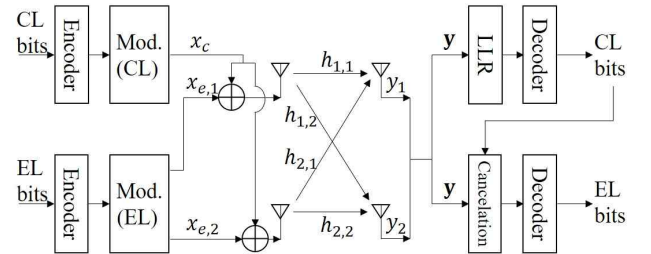


그림 1. LDM-MIMO 시스템 송수신 블록도[5,6]

Fig 1. A block diagram of LDM-MIMO systems[5,6]

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} \\ h_{1,2} & h_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c + x_{e,1} \\ x_c + x_{e,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

여기에서 행렬 \mathbf{H} 는 Rician 페이딩 채널이고 \mathbf{n} 은 평균이 0, 분산이 N_0 인 복소 AWGN 벡터를 나타낸다. 다음으로 송신 Injection-Level(IL), ρ_i 는 EL 신호의 평균전력 $E_e = E[|x_{e,i}|^2]$ 에 대한 CL 신호의 평균전력 $E_c = E[|x_c|^2]$ 의 상대적으로 높은 값인 E_c/E_e 를 나타낸다.

3. 기존의 CL 연판정 복조 기법들

먼저 GA 기법[7]을 적용하기 위해 식(1) 내 모든 EL 수신 신호를 잡음으로 가정하는 식은 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_{1,1} + h_{2,1} \\ h_{1,2} + h_{2,2} \end{bmatrix} x_c + \mathbf{n}_{EL} + \mathbf{n} \quad (3)$$

여기에서 $\mathbf{n}_{EL} = [h_{1,1}, h_{1,2}]^T x_{e,1} + [h_{2,1}, h_{2,2}]^T x_{e,2}$ 로 잡음을 나타낸다. 식 (3)에 대한 x_c 내 k 번째 비트의 LLR_k^{GA} 값은 다음과 같다.

$$LLR_k^{GA} = \log \frac{\sum_{x_c \in \chi_k^1} \exp \left(- \frac{|y_1 - (h_{1,1} + h_{2,1})x_c|^2}{(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2)E_c + N_0} - \frac{|y_2 - (h_{1,2} + h_{2,2})x_c|^2}{(|h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2)E_c + N_0} \right)}{\sum_{x_c \in \chi_k^0} \exp \left(- \frac{|y_1 - (h_{1,1} + h_{2,1})x_c|^2}{(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2)E_c + N_0} - \frac{|y_2 - (h_{1,2} + h_{2,2})x_c|^2}{(|h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2)E_c + N_0} \right)} \quad (4)$$

여기에서 χ_k^b 는 x_c 의 k 번째 비트가 b 인 모든 성상이다.

본 논문에서는 LLR 복잡도 계산으로 특정 비트 값 b 에 대하여 두 수신단의 총 유클리디안 거리 계산 개수를 사용한다. 따라서 식 (4)의 GA 복호 복잡도 O_{GA} 는 M_c 가 된다.

PGA 기법[5,6]은 EL 신호 $x_{e,i}$ 를 QPSK 신호 $x_{e,i}^{QPSK}$ 와 나머지 신호 $x_{e,i}^R$ 로 분리하여 $x_{e,i} = x_{e,i}^{QPSK} + x_{e,i}^R$ 로 표현한다. 여기에서 $x_{e,i}^{QPSK}$ 의 각 사분면 성상은 $x_{e,i}$ 의 각 사분면 평균값을 사용한다. 다음으로 PGA 기법은 $x_{e,i}$ 내 나머지 신호 $x_{e,i}^R$ 를 잡음, \mathbf{n}_{EL}^R 로 가정한다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} x_c + x_{e,1}^{QPSK} \\ x_c + x_{e,2}^{QPSK} \end{bmatrix} + \mathbf{H} \begin{bmatrix} x_{e,1}^R \\ x_{e,2}^R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$= \mathbf{H}\mathbf{x}' + \mathbf{n}_{EL}^R + \mathbf{n} \quad (6)$$

여기에서 $\mathbf{n}_{EL}^R = \mathbf{H}[x_{e,1}^R, x_{e,2}^R]^T$ 이다. 따라서 식 (6)에 대한 x_c 의 LLR_k^{PGA} 값은 다음과 같다.

$$LLR_k^{PGA} = \log \frac{\sum_{\mathbf{x}' \in \psi_k^1} \exp \left(- \frac{|y_1 - [h_{1,1} \ h_{2,1}] \mathbf{x}'|^2}{(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2)E_c^R + N_0} - \frac{|y_2 - [h_{1,2} \ h_{2,2}] \mathbf{x}'|^2}{(|h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2)E_c^R + N_0} \right)}{\sum_{\mathbf{x}' \in \psi_k^0} \exp \left(- \frac{|y_1 - [h_{1,1} \ h_{2,1}] \mathbf{x}'|^2}{(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2)E_c^R + N_0} - \frac{|y_2 - [h_{1,2} \ h_{2,2}] \mathbf{x}'|^2}{(|h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2)E_c^R + N_0} \right)} \quad (7)$$

여기에서 $E_c^R = E[|x_{e,i}^R|^2]$ 이고 ψ_k^b 는 x_c 의 k 번째 비트가 b 인 모든 $(x_c, x_{e,i}^{QPSK})$ 성상 조합들로서, 식 (7)의 PGA 복호 복잡도 O_{PGA} 는 총 $16M_c$ 의 Euclidean 거리 계산 개수를 갖는다.

4. HPGA 복호 기법

LDM-MIMO 시스템에서 다음과 같이 수신단의 EL 신호의 평균전력 대비 잡음에 대해 알아보하고자 한다.

먼저 식 (1) 내 첫 번째 안테나의 수신 신호 y_1 은 다음과 같이 정리할

수 있다.

$$y_1 = (h_{1,1} + h_{2,1})x_c + h_{1,1}x_{e,1} + h_{2,1}x_{e,2} + n_1 \quad (8)$$

식 (8)에서 x_c 에 $h_{1,1}$ 과 $h_{2,1}$ 의 합이 곱해지고 $x_{e,1}$ 과 $x_{e,2}$ 에 각각 $h_{1,1}$ 과 $h_{2,1}$ 이 곱해진다. 따라서 첫 번째 수신단에서 보는 EL 신호에 대한 평균전력 대비 잡음 SNR_{RX}^1 은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$SNR_{RX}^1 = \frac{(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2)E_c}{N_0} \quad (9)$$

다음으로 두 번째 수신단에서 EL 신호에 대한 평균전력 대비 잡음 SNR_{RX}^2 는 아래와 같다.

$$SNR_{RX}^2 = \frac{(|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2)E_c}{N_0} \quad (10)$$

식 (9), (10)에서 각 수신단의 EL 신호의 평균전력 대비 잡음은 채널 값에 따라 변하는 것을 확인할 수 있다. 일반적으로 ATSC 3.0 표준에서는 0dB 이상의 ρ_t 와 EL 신호는 높은 차수의 Non-Uniform Constellation(NUC) 변조를 사용하기 때문에 CL 신호 입장에서 EL 신호가 충분히 Gaussian 잡음과 유사한 분포를 가지게 된다.[1] 하지만 EL 신호의 파워 E_c 가 채널 값에 의해 커질 경우 EL 신호가 잡음에 미치는 영향이 커지게 되어 더 이상 EL 신호를 추가적인 Gaussian 잡음으로 볼 수 없어 GA 기법 대신 EL 신호의 일부를 잡음으로 해석하여 CL 신호를 복호하는 PGA 기법을 사용한다. 반대로 EL 신호의 파워 E_c 가 채널 값에 의해 작은 경우 EL 신호가 잡음에 미치는 영향이 미비하기 때문에 EL 신호를 추가적인 Gaussian 잡음으로 해석하여 CL 신호를 복호하는 GA 기법을 사용하여 PGA 기법보다 큰 성능 저하 없이 복잡도를 줄일 수 있음을 알 수 있다.

따라서 본 논문에서는 다음과 같이 각 수신단의 SNR_{RX}^1 , SNR_{RX}^2 중에 하나라도 평균 수신 SNR , $E[SNR_{RX}^l] = 2E_c/N_0$ 보다 클 경우 PGA 기법을 사용하고 이외의 경우 GA 기법을 사용하는 새로운 Hybrid-PGA(HPGA) 기법을 제안하고자 한다.

$$LLR_k^{HPGA} = \begin{cases} LLR_k^{PGA}, & \max(SNR_{RX}^l) \geq 2E_c/N_0 \\ LLR_k^{GA}, & otherwise \end{cases} \quad (11)$$

여기에서 $l=1,2$ 이고 SNR_{RX}^l 는 약 50%의 확률로 평균값인 $2E_c/N_0$ 보다 크거나 작게 된다. 따라서 제안된 복호 기법은 25% 확률로 GA 기법을 사용하고 75% 확률로 PGA 기법을 사용하고 복호 복잡도는 $O_{HPGA} = \frac{1}{4}O_{GA} + \frac{3}{4}O_{PGA} \approx 12.25M_c$ 와 같다. 그림 2은 x_c 의 변조차수 M_c 가 4인 경우 GA, PGA, HPGA 기법의 복잡도에 대한 막대 그래프를 보여준다. 계산된 O_{HPGA} 는 49를 가져 64의 복잡도를 가지는 O_{PGA} 대비 약 25%의 계산량이 줄어든다.

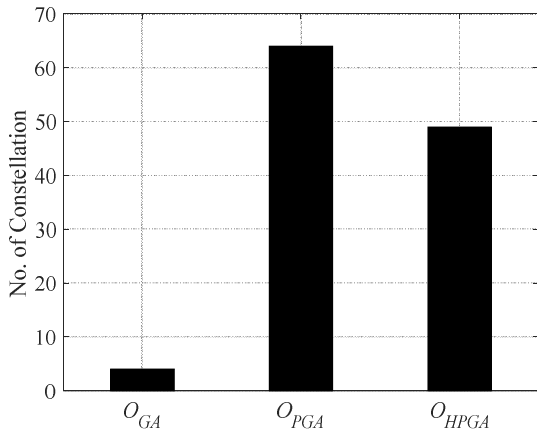


그림 2. $M_c = 4$, $M_{c,PGA} = 4$ 에 대한 복잡도 비교
 Fig 2. Comparison of complexity for $M_c = 4$ and $M_{c,PGA} = 4$

5. 실험 결과 및 결론

본 장에서는 ATSC 3.0 LDM-MIMO 시스템에서 기존의 CL 신호에 대한 연판정 복호 기법인 GA, PGA 기법과 제안하는 HPGA 기법에 대한 복호 성능을 비교하고자 한다. 채널 부호화는 ATSC 3.0의 부호율(code rate)=7/15, 부호길이(codeword length)=64,800의 LDPC 부호를 사용하였으며, CL 신호의 변조는 QPSK, EL 신호의 변조는 64-NUC 변조방식을 사용하였다.[1] 또한 수신단에서는 이상적인 인터리빙과 완벽한 채널 추정 가정으로 sum-product 복호 알고리즘을 사용하였다.

그림 3는 Rayleigh 페이딩 채널 하에서 송신 IL, ρ_t 가 0, 2 dB 인 경우 GA, PGA, HPGA 기법들에 대한 CL 신호의 복호 성능을 보여준다. 먼저 기존의 PGA 기법은 GA 기법보다 성능이 좋은 것을 확인할 수 있다. 이는 CL 신호 복호 시 EL 신호 전체를 잡음으로 해석하는 GA 기법과 달리 PGA 기법은 EL 신호의 일부를 CL 신호의 LLR 계산에 이용하기 때문에 LLR 계산 값의 신뢰도는 GA 기법에 비해 상대적으로 높아지게 된다.

다음으로 제안된 HPGA 기법은 PGA 기법과 거의 동일한 성능을 갖는 것을 확인할 수 있는데, 이는 수신단의 EL 신호가 채널 값에 의해 작아지는 경우에 EL 신호가 잡음에 미치는 영향이 거의 없어 GA 기법을 사용하여도 전체 성능에 큰 변화가 없음을 확인할 수 있다. 이처럼 앞장에서 확인했듯이 HPGA 기법은 복잡도 측면에서 기존의 PGA 기법보다 약 25% 줄어드는 잇점이 있어 LDM-MIMO 방송 시스템에서 CL 복호 방법으로 효율적일 것으로 판단된다.

6. 감사의 글

본 논문(저서)은 교육부 및 한국연구재단의 4단계 BK21 사업(혁신인재 양성사업)으로 지원된 연구임 (관리번호 5199991714138)

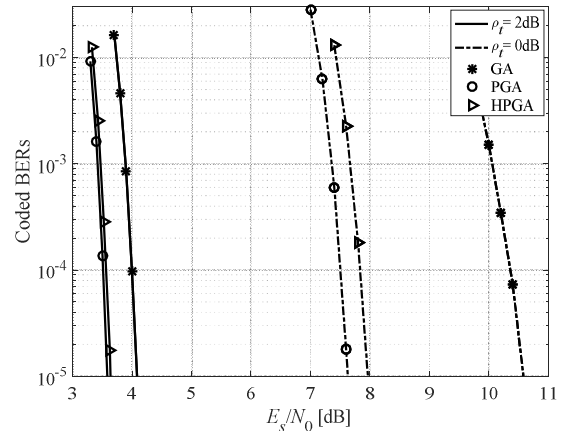


그림 3. Rayleigh 페이딩 환경에서 GA, PGA, HPGA 기법들의 Coded BER 값들
 Fig 3. Coded BERs of the GA, PGA, and HPGA methods for Rayleigh fading channels

7. 참고문헌

- [1] ATSC, ATSC Standard:Physical Layer Protocol A/322, 2021.
- [2] L. Zhang, X. Wang, H. Kim, and P. Angueira, "Layered-Division-Multiplexing: Theory and Practice," IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.62, No.1, pp.216-232, March 2016.
- [3] E. Garro, C. Barjau, D. Gomez-Barquero, J. Kim, S. Park, and N. Hur, "Layered division multiplexing with distributed multiple-input single-output schemes," IEEE Trans. Broadcast., vol. 65, no. 1, pp. 30-38, March 2019.
- [4] E. Garro, C. Barjau, D. Gomez-Barquero, J. Kim, S. Park, and N. Hur, "Study on the optimum co-located MIMO scheme for LDM in ATSC 3.0: Use cases and core layer performance," in Proc. IEEE Int. Symp. Broadband Multimedia Syst. Broadcast. (BMSB), Valencia, Spain, pp. 1-4, 2018.
- [5] H. Baek, S. Kim, H. Kim, and T. Jung, "New Core-Layer Soft Decoding Method for ATSC 3.0 LDM-MIMO Broadcasting Systems," Journal of Broadcast Engineering, Vol.24, No.6, pp.1072-1075, Nov. 2019.
- [6] Y. Shang, S. Kim, H. Kim, J. Seo, N. Hur, and T. Jung, "Partial Gaussian-Approximation Soft Demapper for the Core Layer of MIMO-LDM in ATSC 3.0," IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.68, No.1, pp.123-131, March 2022.
- [7] S. Park, J. Lee, S. Myeong, L. Zhang, Y. Wu, J. Montalbán, S. Kwon, B. Lim, P. Angueira, H. Kim, N. Hur, and J. Kim, "Low Complexity Layered Division Multiplexing for ATSC 3.0," IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.62, No.1, pp.233-243, March 2016.