

# ATSC3.0 LDM-MIMO 방송 시스템에서 새로운 저복잡도 CL 복조 기법

이창준 김승현 \*정태진

전남대학교

yajkim2@naver.com

## New Low-Complexity Core-Layer Decoding Method in ATSC3.0 LDM-MIMO broadcasting system

Lee, Chang-Jun Kim, Seung-Hyeon \*Jung, Tae-Jin

Chonnam National University

### 요약

본 논문에서는 ATSC3.0 Layered-Division-Multiplexing Multiple-Inputs-Multiple-Outputs 방송 시스템에서 Core-Layer(CL) 신호 복조 시 기존 Gaussian-Approximation(GA) 기법과 Partial-GA(PGA) 기법을 선택적으로 사용하여 PGA 기법과 성능은 거의 동일하며 복잡도는 더 작은 새로운 Hybrid PGA(HPGA) 복조 기법을 제안하고자 한다. 제안된 복조 기법은 수신단 신호의 Injection Level(IL) 값이 송신 IL보다 높아 CL 신호 입장에서 채널 상태가 좋을 경우 GA 기법을 사용하고, 반대로 수신단 IL 값이 송신 IL보다 낮아 채널 상태나 좋지 않을 경우 성능을 우선한 PGA 기법을 사용하게 된다. 실험 결과 성능은 PGA 기법과 거의 동일하고 복잡도는 PGA 기법의 복잡도 대비 약 25% 정도 작아짐을 보인다.

### 1. 서론

ATSC3.0 표준에서는 다양한 서비스 구현을 위해 독립적인 Core-Layer(CL) 신호와 Enhanced-Layer(EL) 신호를 동시에 전송하는 Layered-Division-Multiplexing(LDM) 방송 시스템을 채택하고 있다.[1] 현재 채널 상태에 따라 수신 화질을 선택할 수 있는 다양한 고급 방송 서비스 기술들을 제공하기 위해 LDM과 MIMO를 결합한 LDM-MIMO 시스템에서는 CL 신호 복조 시 높은 복잡도로 인해 최적 연판정 복조(Optimum-Soft-Decoding, OSD)[2]가 현실적으로 구현 불가능하다. 이러한 이유로 EL 신호를 잡음으로 가정하여 CL 신호만을 복조하는 Gaussian-Approximation(GA) 기법[3]과 EL 신호의 일부분을 잡음으로 고려하여 CL 신호를 복조하는 Partial-GA(PGA) 기법[4]을 사용하고자 한다.

PGA 기법은 OSD 기법의 복잡도보다 급격히 낮아졌지만 여전히 GA 기법의 복잡도보다 높은 단점이 있다. 본 논문에서는 LDM-MIMO 방송 시스템에서 CL 신호 복조 시 GA 기법과 PGA 기법 중 하나만 사용하는 것이 아닌 수신단의 수신 신호에 대하여 GA 기법과 PGA 기법을 선택적으로 사용하여 성능은 PGA 기법과 거의 동일하며 복잡도는 더 낮은 새로운 복조 기법을 제안하고자 한다.

### 2. LDM-MIMO 시스템

그림 1은 LDM-MIMO 방송 시스템의 송수신 블록도를 보여준다.[5] 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,  $x_{e,i}, i = 1, 2$ 로 변조화한다. 각 신호들의 평균 에너지

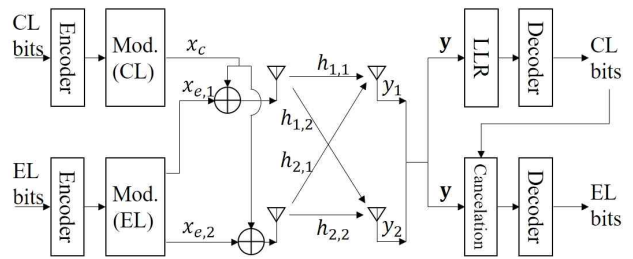


그림 1. LDM-MIMO 시스템 송수신 블록도  
Fig 1. A block diagram of LDM-MIMO systems

는  $E[|x_c|^2] = \rho E_s / (1 + \rho)$ ,  $E[|x_{e,i}|^2] = E_s / (1 + \rho)$  이고, 여기에서  $E_s$ 는 각 송신 안테나에서 전송된 두 신호의 총 평균 에너지이며,  $\rho$ 는 송신단에서 정한 Injection-Level(IL) 값으로 EL 신호에 대한 CL 신호의 상대적으로 높은 평균전력 값을 나타낸다. 다음으로 서로 다른 송신 안테나를 통하여  $x_c$ 는 각  $x_{e,i}$ 와 더해져 전송되며, 수신단에서 정합 필터 출력 신호 값들은 다음과 같다.

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

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

여기에서 행렬  $\mathbf{H}$ 는 페이딩 채널이고  $\mathbf{n}$ 은 평균이 0, 분산이  $N_0$ 인 복소 AWGN 벡터를 나타낸다.

### 3. 기존의 CL 연판정 복조 기법들

먼저 GA 기법을 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.

따라서 식 (3)에 대한  $x_c$  내  $k$ 번째 비트의  $LLR_k^{GA}$  값은 다음과 같다.

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

여기에서  $\chi_k^b$ 는  $x_c$ 의  $k$ 번째 비트가  $b$ 인 모든 성상이며, 각 비트 값에 사용되는 총 성상 조합 개수에 대한 복잡도  $O_{GA}$ 는  $M_c$ 가 된다.

PGA 기법은 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[4]. 다음으로 식 (3)의 GA처럼 PGA 기법의  $x_{e,i}$  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.

$$LLR_k^{PGA} = \log \frac{\sum_{\mathbf{x}' \in \psi_k^1} \exp \left[ -\frac{|y_1 - [h_{1,1} \ h_{2,1}] \mathbf{x}'|^2}{w_1 + N_0} - \frac{|y_2 - [h_{1,2} \ h_{2,2}] \mathbf{x}'|^2}{w_2 + N_0} \right]}{\sum_{\mathbf{x}' \in \psi_k^0} \exp \left[ -\frac{|y_1 - [h_{1,1} \ h_{2,1}] \mathbf{x}'|^2}{w_1 + N_0} - \frac{|y_2 - [h_{1,2} \ h_{2,2}] \mathbf{x}'|^2}{w_2 + N_0} \right]} \quad (7)$$

여기에서  $w_1 = (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2)E\{|x_{e,1}^R|^2\}$ 이고  $w_2 = (|h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2)E\{|x_{e,2}^R|^2\}$ 이다. 그리고  $\psi_k^b$ 는  $x_c$ 의  $k$ 번째 비트가  $b$ 인 모든  $(x_c, x_{e,i}^{QPSK})$  성상 조합들로서, 각 비트 값에 사용되는 총

성상 조합 개수에 대한 복잡도  $O_{PGA}$ 는  $M_c M_{e,PGA}^2$ 의 개수를 갖는다. 여기에서  $M_{e,PGA}$ 는 분리된  $x_{e,i}^{QPSK}$ 의 변조차수를 나타낸다.

#### 4. HPGA 복조 기법

LDM-SISO 시스템은 CL 신호와 EL 신호 각각에 같은 채널이 곱해지는 이유로 수신단에서 보는 수신 IL,  $\rho_{RX}$ 는 송신 IL,  $\rho$ 과 동일한 값을 가지게 된다. 하지만 LDM-MIMO 시스템은 MIMO 채널 환경으로 인하여 수신단에서  $\rho_{RX}$  값은 채널 값들에 의하여 변하게 되며, 따라서 송신단의  $\rho$ 과 다른 값을 가지는 경우가 발생하게 된다.

LDM-MIMO 수신단에서 계산된  $\rho_{RX}$ 는 다음과 같이 유도할 수 있다. 먼저 식 (2) 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)를 보면  $x_c$ 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 안테나에서 보는 수신 IL,  $\rho_{RX}^1$ 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_{RX}^1 &= \frac{|h_{1,1} + h_{2,1}|^2 E\{|x_c|^2\}}{|h_{1,1}|^2 E\{|x_{e,1}|^2\} + |h_{2,1}|^2 E\{|x_{e,2}|^2\}} \\ &= \frac{|h_{1,1} + h_{2,1}|^2 \rho E_s / (1 + \rho)}{(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) E_s / (1 + \rho)} \\ &= \frac{|h_{1,1} + h_{2,1}|^2}{|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2} \rho \end{aligned} \quad (9)$$

마찬가지로 두 번째 안테나의  $\rho_{RX}^2$ 는 식 (10)과 같이 유도할 수 있다.

$$\rho_{RX}^2 = \frac{|h_{2,2} + h_{1,2}|^2}{|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2} \rho \quad (10)$$

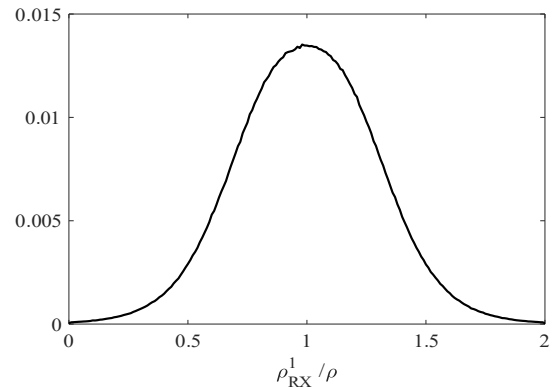


그림 2. MGM 채널 환경에 대한  $\rho_{RX}^1$ 의 정규화 분포 예.

Fig 2. Example of a normalization distribution of  $\rho_{RX}^1$  for an MGM channel environment.

그림 2는 이중편파 안테나를 사용하여 채널 경로에 따른 Cross Polarization Discrimination (XPD)이 14.5dB이고 채널은 MGM 채널 [6]에서 사용하는  $h_{1,1}$ ,  $h_{2,2}$  경로의 K-factor는 5,  $h_{1,2}$ ,  $h_{2,1}$  경로의 K-factor는 1인 Rician 페이딩 채널인 경우 첫 번째 안테나에서 채널 값에 따른 수신 IL,  $\rho_{RX}^1$ 의 정규화 분포를 보여준다. 그림 2에서 확인할 수 있듯이 LDM-MIMO인 경우  $\rho_{RX}^1$ 와  $\rho_{RX}^2$ 는 채널 값들에 따라 송신 IL,  $\rho$ 와 달라짐을 확인할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 수신된 신호의  $\rho_{RX}^1$ 와  $\rho_{RX}^2$ 에 따라 GA 기법과 PGA 기법을 선택적으로 적용하여 성능은 PGA 기법과 거의 동일하며 복잡도는 더 작은 Hybrid PGA(HPGA)를 다음과 같이 제안하고자 한다.

$$LLR^{HPGA} = \begin{cases} LLR^{PGA}, & \min(\rho_{RX}^l) < \rho \\ LLR^{GA}, & otherwise \end{cases} \quad (11)$$

여기에서  $l = 1, 2$ 이고 식 (11)의 제안된 기법은 먼저 모든 수신 안테나들의  $\rho_{RX}^l$  들중에 하나라도 송신 IL  $\rho$ 보다 작을 경우 성능을 우선한 PGA 기법을 선택하고, 이외의 경우, 즉 모든 수신 안테나들의  $\rho_{RX}^l$  들이  $\rho$ 보다 클 경우 복잡도를 우선한 GA 기법을 선택한다.

즉 제안된 HPGA는 수신단 신호의 IL 값이  $\rho$ 보다 높아 CL 신호 입장에서 채널 상태가 좋을 경우 기존 GA 기법을 사용하고, 반대로 수신단 IL 값이  $\rho$ 보다 낮아 채널 상태나 좋지 않을 경우 성능을 우선한 PGA 기법을 사용하게 된다.

식 (11)의 HPGA에서 각 비트 값에 사용되는 총 성상 조합 개수에 대한 복잡도  $O_{HPGA}$ 를 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} O_{HPGA} &= \frac{3}{4} O_{PGA} + \frac{1}{4} O_{GA} \\ &= M_c M_{e,PGA}^2 \left( \frac{3}{4} + \frac{1}{4 M_{e,PGA}^2} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

따라서 식 (12)을 보면 제안된 HPGA 복잡도는 일부 GA 기법 사용으로 인하여 기존 PGA 기법보다 복잡도가 낮아지게 된다.

그림 3은  $x_c$ 의 변조차수  $M_c$ 가 4이고  $x_{e,i}^{QPSK}$ 의 변조차수  $M_{e,PGA}$ 가 4인 경우 GA, PGA, HPGA 기법의 복잡도에 대한 막대 그래프를 보여준다. 식 (12)에 의해 계산된  $O_{HPGA}$ 는 49를 가져 64의 복잡도를 가지는  $O_{PGA}$  대비 약 25%의 계산량이 줄어든다.

### 5. 실험 결과 및 결론

앞 장에서 PGA 기법보다 HPGA 기법의 복잡도가 낮아지는 것을 확인하였다. 본 장에서는 ATSC 3.0 LDM-MIMO 시스템에서 기존의 CL 신호에 대한 연판정 복조 기법과 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 4는 채널 경로에 따른 XPD가 14.5dB인 이중 편파 안테나를 사

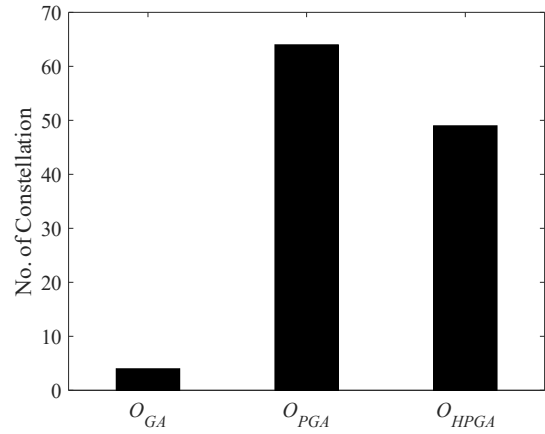


그림 3.  $M_c = 4$ ,  $M_{e,PGA} = 4$ 에 대한 복잡도 비교  
Fig 3. Comparison of complexity for  $M_c = 4$  and  $M_{e,PGA} = 4$

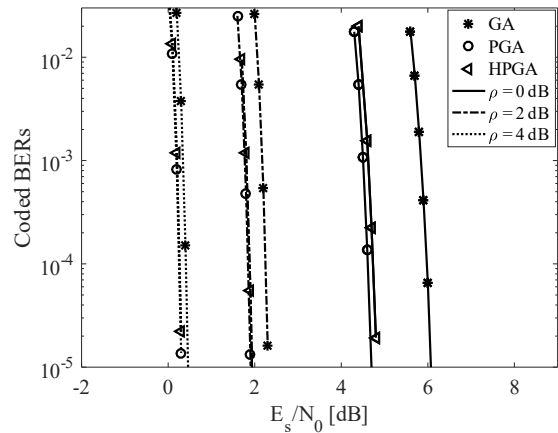


그림 4. Rician 페이딩 환경에서 GA, PGA, HPGA 기법들의 Coded BER 값들  
Fig 4. Coded BERs of the OSD, GA, and PGA methods for Rayleigh fading channels

용하고 채널은 MGM 채널에서 사용하는  $h_{1,1}$ ,  $h_{2,2}$  경로의 K-factor는 5,  $h_{1,2}$ ,  $h_{2,1}$  경로의 K-factor는 1인 single-path Rician 페이딩 채널 하에서  $\rho$ 가 0, 2, 4 dB 인 경우 GA, PGA, HPGA 기법들에 대한 CL 신호의 복호 성능을 보여준다.

먼저 기존의 GA 기법은  $\rho$  값이 작아질수록 PGA 기법에 비하여 성능 열화가 발생한다. 다음으로 HPGA 기법의 복호 성능은 모든  $\rho$  값에 대하여 PGA 기법의 성능과 거의 동일한 것을 확인할 수 있다. 이는 채널 상태가 좋아 GA 기법을 선택하는 경우 복잡도는 작아지고 전체 복호 성능에는 큰 영향을 주지 않음을 알 수 있다.

### 6. 감사의 글

이 논문은 2018년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2018R1D1A1B07049383).

## 7. 참고문헌

- [1] ATSC Standard:Physical Layer Protocol, A/322, Dec, 2018.
- [2] E. Garro, J. J. Gimenez, P. Klenner and D. Gomez-Barquero, "Information -Theoretic Analysis and Performance Evaluation of Optimal Demappers for Multi-Layer Broadcast Systems," in IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 64, no. 4, pp. 781-790, Dec. 2018.
- [3] S. I. Park et al., "Low Complexity Layered Division Multiplexing for ATSC 3.0," in IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 62, no. 1, pp. 233-243, March 2016.
- [4] H. U. Baek et al., "New Core-Layer Soft Decoding Method for ATSC3.0 LDM-MIMO Broadcasting Systems," Journal of Broadcast Engineering (JBE) Vol. 24, No. 6, pp. 1072-1075 November 2019.
- [5] 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," 2018 IEEE Int. Symp. Broadband Multimedia Syst. Broadcast. (BMSB), Valencia, Spain, pp. 1-4, June 2018.
- [6] P. Moss, "2-by-2 MIMO Fixed Reception Channel Model for Dual-Polar Terrestrial Transmission," White Paper, British Broadcasting Corporation, 2008.