

다중안테나 FBMC-QAM 시스템에서의 신호 레벨 수신기 성능 평가

심 동 규*

Performance Evaluation of a Signal-Level Receiver for MIMO FBMC-QAM System

Dongkyu Sim*

요 약

본 논문에서는 다중안테나 FBMC-QAM 시스템에서의 신호 레벨 수신기 성능을 평가한다. 신호 레벨 수신기를 설계한 후, 기존 심볼 레벨 수신기와의 비트 오류율 성능을 비교하기 위한 모의실험을 수행한다. 실험 결과를 통해 FBMC 시스템의 oversampling 특성을 활용할 수 있는 신호 레벨 수신기가 심볼 레벨 수신기에 비해 개선된 비트 오류율 성능을 얻을 수 있음을 확인한다.

Key Words : New waveform, FBMC-QAM, MIMO, Signal-level receiver, Bit error rate

ABSTRACT

In this paper, we evaluate the performance of a signal-level receiver for multiple-input multiple-output filter-bank multicarrier-quadrature amplitude modulation (FBMC-QAM) system. We design a signal-level receiver and perform simulations to compare it with the bit error rate performance of a symbol-level receiver. In simulation results, we confirm that a signal-level receiver can obtain improved bit error rate performance by utilizing the oversampling characteristic of the FBMC systems.

I. 서 론

Filter-bank multicarrier (FBMC) 시스템은 차세대 통신 시스템에서 요구하는 성능을 만족시킬 수 있는 새로운 웨이브폼 (waveform) 중 하나로 알려져 있다^[1-3]. 특히, 매우 좋은 국지화 (well-localized) 특성을 갖는 프로토타입 필터 (prototype filter)를 활용하여 시간 영역과 주파수 영역에서의 불필요한 자원 소모를 줄일 수 있어 향상된 주파수 효율성을 얻을 수 있다.

하지만 내재 간섭 (intrinsic interference) 문제로 인해 quadrature amplitude modulation (QAM) 신호를 사용했을 때 비트 오류율 (bit error rate; BER) 성능이 열화되며, 이러한 현상은 다중안테나 시스템으로 확장했을 때 더욱 심각해진다^[4,5]. 수신기의 성능 개선을 위해 수행하는 반복적인 간섭 제거 과정이나 추가적인 신호 처리는 복잡도를 상승시키며, 얻을 수 있는 성능에도 제한이 있다. 또한, [4]와 [5]에서 연구된 심볼 레벨 (symbol-level), 신호 레벨 (signal-level) 수신기는 모두 전수 조사 (full search)를 수행하는 maximum likelihood detection (MLD) 기반의 nonlinear 수신기인데, 송신 안테나의 개수와 변조 차수가 높아짐에 따라 복잡도 문제가 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는, zero-forcing (ZF)와 같이 간단한 구조를 가진 linear 수신기를 신호 레벨로 확장하기 위한 연구가 필요하다.

따라서, 본 논문에서는 ZF 기반의 신호 레벨 수신기 적용 가능성 및 문제점을 파악하기 위해 다중안테나 FBMC-QAM 시스템에서 성능 평가를 수행한다. 특히, 완벽한 간섭 제거가 가능한 ZF 기반의 full-tone (전체 톤) 수신기를 설계하고, 성능 및 복잡도를 심볼 레벨 수신기와 비교한다. 모의실험을 통해 FBMC 시스템의 oversampling 특성을 활용할 수 있는 신호 레벨 수신기가 간섭의 영향을 받지 않으면서 주파수 diversity를 얻을 수 있고, 심볼 레벨 수신기에 비해 비트 오류율 성능이 향상됨을 확인한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 갖고 있는 다중안테나 FBMC-QAM 시스템을 고려한다. n 번째 주기에 해당하는 QAM 데이

* 이 논문은 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2020R1A6A1A12047945)

* First and Corresponding Author : (ORCID: 0000-0002-7012-1700) School of Information and Communication Engineering, Chungbuk National University, dongkyu.sim@chungbuk.ac.kr, 조교수, 정회원

논문번호 : 202211-274-A-LU, Received October 21, 2022; Revised November 7, 2022; Accepted November 7, 2022

터 벡터를 $\mathbf{a}_n = \left[(\mathbf{a}_n^1)^T, \dots, (\mathbf{a}_n^p)^T, \dots, (\mathbf{a}_n^{N_T})^T \right]^T$ 라 정의하면, 다중경로 페이딩 채널 (multipath fading channel)을 통과한 주파수 영역 심볼 레벨 수신 신호 벡터 \mathbf{z}_n 은 아래와 같다.

$$\mathbf{z}_n = \sum_i \mathbf{H}_{ni}^{(f)} \mathbf{a}_i + \widetilde{\mathbf{w}}_n \quad (1)$$

식 (1)에서 $\mathbf{H}_{ni}^{(f)} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ni}^{(f),11} & \dots & \mathbf{H}_{ni}^{(f),1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{ni}^{(f),N_R1} & \dots & \mathbf{H}_{ni}^{(f),N_RN_T} \end{bmatrix}$ 와

$\widetilde{\mathbf{w}}_n = \left[(\widetilde{\mathbf{w}}_n^1)^T, \dots, (\widetilde{\mathbf{w}}_n^p)^T, \dots, (\widetilde{\mathbf{w}}_n^{N_T})^T \right]^T$ 는 각각 심볼 레벨 유효 채널 행렬과 유효 부가 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise; AWGN) 벡터를 나타내며 $\mathbf{H}_{ni}^{(f),qp} = \mathbf{P}_f^H \mathbf{F}_L \widetilde{\mathbf{H}}_{ni}^{(t),qp} \mathbf{F}_L^H \mathbf{P}_f$, $\widetilde{\mathbf{w}}_n^q = \mathbf{P}_f^H \mathbf{F}_L \mathbf{w}_n^q$ 이다. 이때, \mathbf{P}_f 는 크기가 $L \times M$ 인 frequency-shifted 펄스 파형 (pulse shape) 행렬, \mathbf{F}_L 은 크기가 $L \times L$ 인 unitary 이산 푸리에 변환 (discrete Fourier transform) 행렬, $\widetilde{\mathbf{H}}_{ni}^{(t),qp}$ 는 p 번째 송신 안테나와 q 번째 수신 안테나 사이의 다중경로 페이딩 채널 행렬, \mathbf{w}_n^q 는 q 번째 수신 안테나의 시간 영역 부가 백색 가우시안 잡음 벡터, $L = M \times N$, M 은 부반송파의 총 개수, N 은 프로토타입 필터의 차수 (order) 또는 oversampling 인수 (factor)를 나타낸다⁴⁾.

식 (1)에서 확인할 수 있듯이, 다중안테나 FBMC-QAM 시스템은 시간, 주파수, 공간 영역에 대해 간섭이 존재한다. 따라서 다중 간섭을 모두 제거하는 ZF 기반의 심볼 레벨 수신기를 설계하기 위해서는 시간 영역에서 겹쳐진 (overlap) FBMC 신호들을 모두 고려해야 한다. 따라서 크기가 $MN_T(2N_o + 1) \times MN_T(2N_o + 1)$ 인 확장된 유효 채널

행렬 $\mathbf{H}_n^{(f),ext} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(n-N_s)(n-N_s)}^{(f)} & \dots & \mathbf{H}_{(n-N_s)(n+N_s)}^{(f)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{(n+N_s)(n-N_s)}^{(f)} & \dots & \mathbf{H}_{(n+N_s)(n+N_s)}^{(f)} \end{bmatrix}$ 을

활용하면 다음과 같은 심볼 레벨 수신기 행렬 \mathbf{W}_n^{ZF} 를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{W}_n^{ZF} = \left(\left(\mathbf{H}_n^{(f),ext} \right)^H \mathbf{H}_n^{(f),ext} \right)^{-1} \left(\mathbf{H}_n^{(f),ext} \right)^H \quad (2)$$

시간 영역에서 겹쳐진 수신 신호들을 쌓아서 구성한 $\mathbf{z}_n^{ext} = \left[(\mathbf{z}_{n-N_o})^T, \dots, (\mathbf{z}_n)^T, \dots, (\mathbf{z}_{n+N_o})^T \right]^T$ 에 \mathbf{W}_n^{ZF}

를 곱하면 채널 등화 (channel equalization)이 수행된 신호 $\widehat{\mathbf{z}}_n^{ext} = \mathbf{W}_n^{ZF} \mathbf{z}_n^{ext}$ 을 얻을 수 있다.

III. 신호 레벨 수신기 설계

다중안테나 FBMC-QAM 시스템의 심볼 레벨 유효 채널 행렬이 $\mathbf{H}_{ni}^{(f),qp} = \mathbf{P}_f^H \mathbf{F}_L \widetilde{\mathbf{H}}_{ni}^{(t),qp} \mathbf{F}_L^H \mathbf{P}_f$ 로 정의되어 있다는 것을 고려할 때, de-filtering이 수행되기 전의 주파수 영역 신호 레벨 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}_n^{(f)}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_n^{(f)} = \sum_i \mathbf{H}_{ni}^{(f),sig} \mathbf{s}_i + \widetilde{\mathbf{w}}_n^{sig} \quad (3)$$

이때, 신호 레벨 유효 채널 행렬

$$\mathbf{H}_{ni}^{(f),sig} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{ni}^{(f),sig,11} & \dots & \mathbf{H}_{ni}^{(f),sig,1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{ni}^{(f),sig,N_R1} & \dots & \mathbf{H}_{ni}^{(f),sig,N_RN_T} \end{bmatrix}$$
 로 나타낼 수 있

으며, $\mathbf{H}_{ni}^{(f),sig,qp} = \mathbf{F}_L \widetilde{\mathbf{H}}_{ni}^{(t),qp} \mathbf{F}_L^H \mathbf{P}_f$ 로 정의된다. 심볼 레벨 수신기 설계와 동일하게 시간 영역에서 겹쳐진 FBMC 신호들을 신호 레벨에서 고려하기 위해 확장된 신호 레벨 유효 채널 행렬

$$\mathbf{H}_n^{(f),sig,ext} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(n-N_s)(n-N_s)}^{(f),sig} & \dots & \mathbf{H}_{(n-N_s)(n+N_s)}^{(f),sig} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{(n+N_s)(n-N_s)}^{(f),sig} & \dots & \mathbf{H}_{(n+N_s)(n+N_s)}^{(f),sig} \end{bmatrix}$$
 을 활

용하여 수신기를 설계해야 한다. 이때, $\mathbf{H}_n^{(f),sig,ext}$ 는 oversampling이 반영된 유효 채널이기 때문에 크기가 $LN_T(2N_o + 1) \times MN_T(2N_o + 1)$ 로 커져있다. 다중안테나 FBMC-QAM 시스템의 모든 간섭을 제거하기 위해 ZF 기준을 적용하여 수신기를 설계하면 다음과 같은 신호 레벨 수신기 행렬 $\mathbf{W}_n^{ZF,sig}$ 를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{W}_n^{ZF,sig} = \left(\left(\mathbf{H}_n^{(f),sig,ext} \right)^H \mathbf{H}_n^{(f),sig,ext} \right)^{-1} \left(\mathbf{H}_n^{(f),sig,ext} \right)^H \quad (4)$$

시간 영역에서 겹쳐진 신호 레벨 수신 신호들을 쌓아 $\mathbf{y}_n^{(f),ext} = \left[(\mathbf{y}_{n-N_o}^{(f)})^T, \dots, (\mathbf{y}_n^{(f)})^T, \dots, (\mathbf{y}_{n+N_o}^{(f)})^T \right]^T$ 를 구성한 후 $\mathbf{W}_n^{ZF,sig}$ 를 곱하면 채널 등화가 수행된 신호 $\widehat{\mathbf{z}}_n^{ext,sig} = \mathbf{W}_n^{ZF,sig} \mathbf{y}_n^{(f),ext}$ 을 얻을 수 있다. 이때 $\widehat{\mathbf{z}}_n^{ext,sig}$ 는 신호 레벨 수신기에 의해 de-filtering 과정 또한 수행되었음을 확인할 수 있다.

IV. 모의실험

심볼 레벨 수신기와 신호 레벨 수신기의 비트 오류율 성능을 비교하기 위해 모의실험을 수행하였다. 송신 안테나와 수신 안테나 개수는 2개, 부반송파의 개수는 128개, 변조는 4-QAM, [1]의 저자가 제시한 oversampling 인수 $N = 4$ 인 프로토타입 필터를 실험 환경으로 사용하였다.

그림 1과 2는 extended vehicular A (EVA) 채널과 extend typical urban (ETU) 채널에서의 비트 오류율 성능을 비트에너지대잡음비 (energy per bit to noise spectral density ratio; E_b/N_0)에 따라 나타낸 것이다. 그림에서 확인할 수 있듯이, 단일 톤 (per-tone) 수신기는 간섭에 의해 error flooring 현상이 발생하여 성

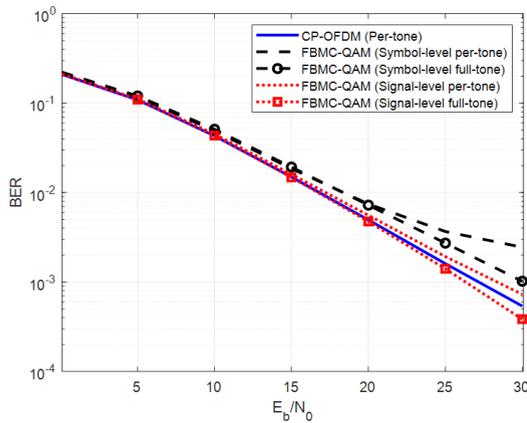


그림 1. EVA 채널에서의 BER 성능 비교
Fig. 1. BER performances in EVA channels

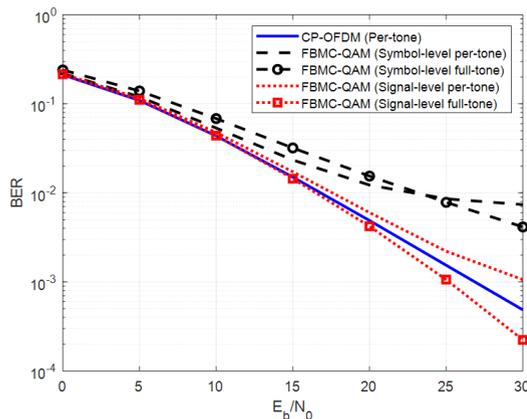


그림 2. ETU 채널에서의 BER 성능 비교
Fig. 2. BER performances in ETU channels

능이 제한된다. 반면 ZF 기준에 의해 설계된 전체 톤 수신기는 간섭을 완벽하게 제거하여 error flooring 현상이 발생하지 않으며, oversampling 특성을 활용한 신호 레벨 수신기의 성능이 심볼 레벨 수신기보다 좋음을 확인할 수 있다. 특히, 심볼 레벨 수신기와 신호 레벨 수신기의 성능 차이가 ETU 채널에서 더 큼을 확인할 수 있는데, 이는 oversampling 특성을 활용할 수 있는 신호 레벨 수신기가 주파수 선택적 특성이 강한 채널에서 주파수 diversity에 의한 이득을 크게 얻을 수 있기 때문이다⁴⁾. 하지만 ZF 기반의 신호 레벨 수신기를 설계하기 위해서 $LN_R(2N_o + 1) \times MN_T(2N_o + 1)$ 크기를 갖는 행렬의 역행렬 계산이 필요하다. 행렬의 크기가 s 인 역행렬을 구하기 위해 $4s^3 + 4s^2 - 2s$ 번의 실수 곱셈 및 나눗셈 연산을 수행해야 한다는 것을 고려할 때, 신호 레벨 수신기는 심볼 레벨 수신기에 비해 oversampling 인수 N^3 배에 해당하는 약 64배의 추가적인 연산을 수행해야 한다⁵⁾. 따라서 수신기의 복잡도 상승을 통해 FBMC 시스템의 oversampling 특성 활용이 가능함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 다중안테나 FBMC-QAM 시스템에서의 신호 레벨 수신기를 설계하고 그 성능을 평가하였다. 모의실험을 통해 주파수 diversity에 의한 이득을 활용하여 신호 레벨 수신기가 비트 오류율 성능을 개선할 수 있음을 확인하였다. 하지만 신호 레벨 수신기를 설계하는 과정의 복잡도 상승 문제를 해결하기 위한 효율적인 수신기 구조에 대한 추가 연구가 필요하다.

References

[1] C. Kim, Y. H. Yun, K. Kim, and J.-Y. Seol, "Introduction to QAM-FBMC: From waveform optimization to system design," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 11, pp. 66-73, Nov. 2016. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.1600384CM>)

[2] R. Nissel, S. Schwarz, and M. Rupp, "Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 34, no. 10, pp. 1768-1782, Aug. 2017.

(<https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2710022>)

- [3] S. Jang, D. Na, and K. Choi, “Intensive performance comparison between OFDM-Based and FBMC-Based uplink systems for 5th-and-beyond generation,” *J. KICS*, vol. 44, no. 5, pp. 814-828, May 2019.
(<https://doi.org/10.7840/kics.2019.44.5.814>)
- [4] D. Sim, K. Kim, C. Kim, and C. Lee, “A signal-level maximum likelihood detection based on partial candidates for MIMO FBMC-QAM system with two prototype filters,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 3, pp. 2598-2608, Mar. 2019.
(<https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2894941>)
- [5] D. Sim and C. Lee, “A MIMO receiver with two-dimensional ordering for maximum likelihood detection in FBMC-QAM,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 7, pp. 1465-1468, Jul. 2017.
(<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2017.2689003>)
- [6] R. W. Farebrother, *Linear Least Squares Computations*, Marcel Dekker, 1988.