DBpia

논문 18-43-04-05 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '18-04 Vol.43 No.04
https://doi.org/10.7840/kics.2018.43.4.655

QAM-FBMC 시스템의 실용적 프로토타입 필터 및 간섭 제어 수신기 설계

한 형 식◆°, 김 희 수*, 박 현 철**

Practical Prototype Filters and Interference Mitigating Receiver Design for QAM-FBMC Systems

Hyungsik Han◆°, Heesu Kim*, Hyuncheol Park**

요 약

기존의 무선 통신 시스템에서 사용되어 왔던 CP-OFDM은 주파수 제한 특성이 나쁜 단점을 가지고 있으며, 이를 보완하기 위하여 new waveform 으로 불리는 다양한 다중 반송파 기술이 연구되고 있다. 그 중 하나로, 주파수 도메인에서 좋은 지역화 특성과 주파수 효율을 가진 QAM-FBMC 기술이 고려되고 있다. 이 논문에서는, QAM-FBMC에서 파형의 특성 및 성능을 결정하는 프로토타입 필터의 기존 설계 기준을 분석하고, 시간 도메인에서 좋은 특성을 가질 수 있고 실용적으로 활용될 수 있는 필터를 위한 새로운 설계 기준을 제안한다. 또한, 설계된 필터의 특성을 활용하여 QAM-FBMC에서 발생하는 내재 간섭을 복잡한 신호 처리 없이 처리할 수 있는 간섭 제어 수신기를 제안한다. 마지막으로 시뮬레이션을 통하여 설계된 QAM-FBMC 필터가 기존의 필터보다 더 좋은 성능 지표를 보임을 확인한다.

Key Words : new waveform, QAM-FBMC, prototype filter design, interference cancellation

ABSTRACT

A variety of multi-carrier schemes called new-waveforms have been studied in order to compensate for the weakness of CP-OFDM such as poor spectral localization, etc. Due to its spectral efficiency and well-localized spectrum, a QAM-FBMC is considered as one of the candidates for 5G mobile communications. In this paper, we describe the criterion for the conventional prototype filters for QAM-FBMC which decide the localization properties and performance, and we suggest a new design criterion for the prototype filters that can be used in practical systems. Also, by using the designed filters, we propose an interference mitigating receiver which is able to cancel the internal interference from filters without a complex signal processing. Lastly, simulation results show the improvement in the performance of the designed filters compared with the conventional filters of QAM-FBMC systems.

※ 이 논문은 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 정보통신기술진흥센터의 지원을 받아 수행된 연구임 (2017-0-00765, 200 Gbps 근거리 무선통신용 초고속 MIMO RF 프론트엔드 구현).

◆° First and Corresponding Author : (ORCID:0000-0002-2196-9377)School of Electrical Engineering, KAIST, crezol@kaist.ac.kr, 학생회원

* Agency for Defense Development, hskim7@add.re.kr

** School of Electrical Engineering, KAIST, hcpark@kaist.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2017-12-393, Received December 20, 2017; Revised February 14, 2018; Accepted February 21, 2018

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

CP-OFDM (cyclic prefix-orthogonal frequency division multiplexing)은 LTE 와 Wi-Fi 와 같은 기존의 무선 통신 표준에서 가장 중요한 기술로써 사용되고 있다. CP-OFDM은 부반송파 간의 직교성을 이용하여 효율적인 부 채널화를 달성할 수 있어 높은 데이터 전송 속도를 보이고, FFT (fast Fourier transform)를 이용하여 쉽게 구현 가능하며, MIMO (multiple-input and multiple-output) 통신 기술과 같은 신호 처리 기술에 적합한 장점을 가지고 있다[1]. 이러한 장점에도 불구하고, CP-OFDM은 사각 파형으로 인해 주파수 영역에서 대역 외 방출 특성이 나쁘고, 다중 경로 페이딩 채널에서의 직교성 유지를 위해 사용하는 CP 로 인해 시간 영역에서 효율이 감소하게 된다. 이러한 CP-OFDM의 단점은 차세대 무선 통신 표준이 요구하는 높은 주파수 효율과 유연한 스펙트럼 활용을 보장할 수 없고, 이를 극복하기 위하여 new waveform 이라 불리는 여러 다중 반송파 기술이 연구되고 있다[2,3].

FBMC (filter-bank multi-carrier) 기술은 이러한 new waveform의 유력한 후보 기술 중 하나이다. FBMC는 각 부반송파에 잘 설계된 펄스 형성 필터를 적용하여 주파수 지역화 특성을 향상시키고, 유연한 파형 설계를 가능하게 한다. 이 경우 주파수 도메인에서 오버샘플링 된 펄스 형성 필터가 겹쳐지면서 발생하는 간섭을 회피하기 위해 OQAM-FBMC (offset-quadrature amplitude modulation-FBMC) 방식이 활용되었다[4]. 그러나 OQAM 방식은 복소 채널이나 MIMO 환경에서 내재 간섭 (intrinsic interference) 문제를 발생시켜 신호 처리를 복잡하게 만드는 문제가 있다[5].

QAM-FBMC는 OQAM의 내재 간섭 문제를 해결하기 위해 제안된 것으로, 하나 또는 그 이상의 프로토타입 필터를 최적 설계함을 통해 QAM을 사용할 수 있도록 하는 것이다. QAM-FBMC의 필터 계수는 generalized Nyquist 조건과 빠른 fall-off 조건을 동시에 완벽하게 만족하는 것은 불가능함이 증명 되었으나[6], 조건을 일부 완화하여 가능한 만족할 수 있도록 제안되었다[7]. 최적화 설계를 통해 필터가 근사 직교성 (near-orthogonality)을 가지도록 설계하여 간섭을 최소화 하고, 동시에 여전히 높은 fall-off 비율 조건을 유지하도록 설계하였다. 그리고 근사 직교 설계로 인해 발생한 필터의 잔여 간섭은 DF (decision feedback) 에 기반을 둔 수신기를 통하여 감소시키는 방식이 제안되었다[8].

앞서 선행 연구를 통하여, QAM-FBMC에 적합한 필터를 설계하기 위한 기준을 정리하였고, 기존에 제안된 필터가 가진 복잡도 문제와 시간 축 지역화 특성을 개선하여 QAM-FBMC를 위한 단일 프로토타입 필터를 가진 실용적 파형 설계를 제안하였다[9]. 이에 기초한 후속 연구로써 이 논문에서, 시간 지역화 특성을 개선한 제안 필터의 특성을 이용하여 잔여 간섭을 감소시키기 위한 수정 DF 검출 기법을 제안한다. 기존에 제안된 간섭 제어 방식은 스펙트럼 분해를 통해 시스템 전달 함수를 분해하고 이를 연산하여야 하므로 높은 연산 복잡도를 가지고 있으나, 제안된 수정 DF 검출 기법은 설계된 실용적 필터의 특성을 활용하여 잔여 간섭을 쉽게 제거할 있도록 하였다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 기법이 기존의 기법에 비해 매우 낮은 연산 복잡도로 근사한 성능을 보이며, 여전히 높은 주파수 제한 특성을 가짐을 보인다.

이 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 2장에서는 QAM-FBMC의 시스템 모델을 정리한다. 제 3장에서는 필터 설계 기준과 설계 방법을 제안하고, 설계된 필터를 비교 분석한다. 제 4장에서는 제안된 필터를 이용하여 실용적으로 잔여 간섭을 제거할 수 있는 DF 검출 알고리즘을 제안한다. 제 5장에서는 제안된 필터와 기법이 기존의 방식에 비해 더 낮은 복잡도로 좋은 성능을 보임을 보인다. 마지막으로 제 6장에서 결론이 정리된다.

Ⅱ. QAM-FBMC 시스템 모델

QAM-FBMC는 높은 주파수 지역화 특성을 위하여 각 부반송파에 설계된 펄스 형성 필터를 적용한다. 이 논문에서는, 각 부반송파에 적용될 개의 필터가 하나의 프로토타입 필터에 의해 구성될 것을 고려한다. 그림 1은 QAM-FBMC 시스템의 기본적인 송수신 모델을 나타내었다.

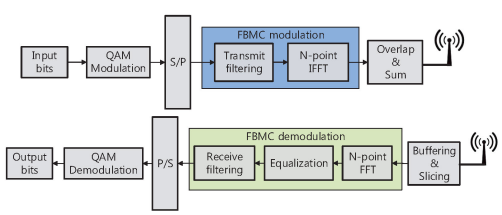


그림 1. QAM-FBMC 송수신 시스템 모델
Fig. 1. QAM-FBMC transceiver system model

www.dbpia.co.kr

2.1 송신 모델

QAM-FBMC 시스템의 이산 시간 송신 신호 $x[n]$은 k 번째 심볼을 시간 축에서 M 간격으로 배치 및 중첩한 형태로 표현할 수 있다. k 번째 심볼 성분은 m번째 부반송파와 k번째 심볼의 복소 QAM 데이터 심볼 $d_m[k]$가 펄스 형성 필터에 의해 곱하여 더해진 것으로 필터 뱅크 구조를 나타낸다.

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} d_m[k]\, p_m[n - kM] \tag{1}$$

여기서 M은 부반송파 수, $p_m[n]$은 m번째 부반송파에 적용되는 설계된 시간 축 펄스 형성 필터이며, 이 필터의 주파수 축 필터 계수는 부반송파 간 업샘플링되어 주어진다.

QAM-FBMC 시스템에서, 시간 축 필터 계수 $p_m[n]$은 프로토타입 필터 $p_0[n] = q[n]$에 의해 다음과 같이 형성된다.

$$p_m[n] \triangleq q[n]\, e^{j\frac{2\pi mn}{M}} \tag{2}$$

수식 (2)를 이용해 송신 신호 $x[n]$을 다시 쓰면,

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_0[n - kM] \sum_{m=0}^{M-1} d_m[k]\, e^{j\frac{2\pi mn}{M}} \tag{3}$$

와 같이 나타낼 수 있고, 이는 M 포인트 IFFT (inverse FFT)와 PPN (poly phase network)에 기반을 둔 시간 축 필터링을 통해 구현할 수 있다[4]. 시간 축 프로토타입 필터 계수 $p_0[n]$은 $0 \le n < N$의 범위에서 정의되고, $\sum_{n=0}^{N-1} |p_0[n]|^2 = 1$로 정규화 된다. $N = LM$은 FBMC 심볼 길이로, 업샘플링 계수 L에 의해 정의된다. 일반적으로, QAM-FBMC 심볼은 OFDM에 비해 업샘플링 계수 L 배 만큼 길어지므로, QAM-FBMC 시스템은 overlap-and-sum 구조를 사용한다. 그 결과, 인접한 QAM-FBMC 심볼은 부분적으로 M 샘플씩 시프트 되어 겹쳐진다.

CP-less OFDM을 QAM-FBMC 시스템 표현으로 나타내면, 업샘플링 계수 $L = 1$로 각 심볼들이 서로 중첩되지 않으며, 프로토타입 필터가 $p_0[n] = 1/\sqrt{M}$, $\forall n$ 인 직시각 펄스로 표현할 수 있다. OFDM의 경우 프로토타입 필터의 주파수 영역 응답이 sinc 함수로 구성되어 각 부반송파 지점에서 zero-crossing 되고, 시간 영역 파형이 중첩되지 않으므로 직교성을 완벽히 유지할 수 있다. 반면 QAM-FBMC 시스템의 경우 프로토타입 필터가 주파수 영역에서 업샘플링되어 인접한 부반송파 성분이 서로 교차하여 중첩하고, 시간 영역에서 업샘플링 계수 L 만큼 중첩된다. 이로 인하여 QAM-FBMC 시스템은 주파수 및 시간 축 모두에서 간섭이 발생하여 비직교 특성을 가진다. QAM-FBMC의 프로토타입 필터에 의한 시스템의 비직교성의 비교는 제 Ⅲ장 1절에 자세히 기술하였다. 그림 2는 QAM-FBMC와 OFDM의 송신 구조를 비교한 것으로, QAM-FBMC

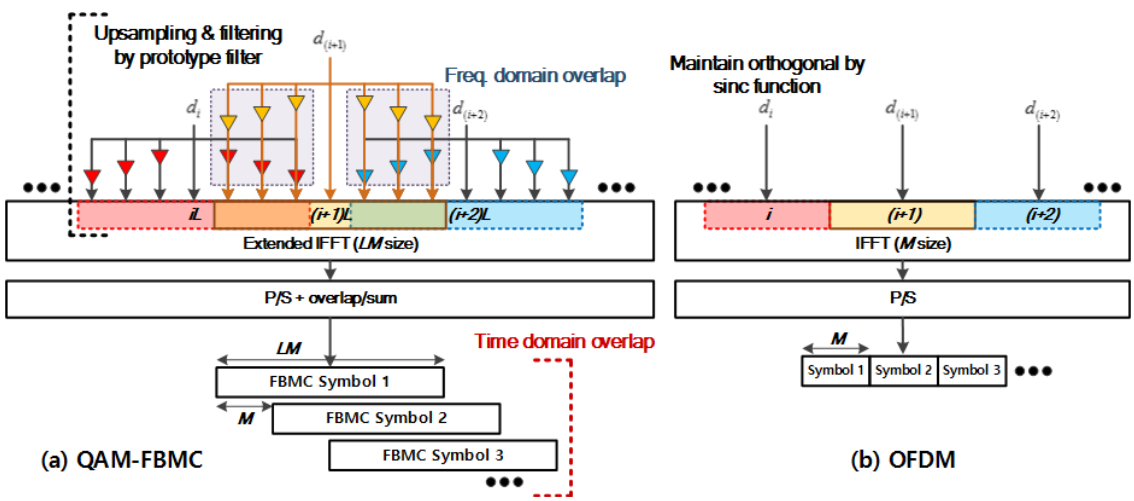


그림 2. QAM-FBMC와 OFDM의 송신 구조 비교
Fig. 2. Transmit model comparison between QAM-FBMC and OFDM

www.dbpia.co.kr

의 경우 $L=4$인 경우를 나타내었다.

2.2 수신 모델

시스템의 수신 신호를 간략하게 표현하기 위하여, 송신 신호 $x[n]$을 벡터화 하여 $\mathbf{x}[k]$로 다시 쓰면,

$$\mathbf{x}[k]=\mathbf{W}_N^H\mathbf{P}_f\mathbf{d}[k] \tag{4}$$

이며, 여기서 $\mathbf{d}[k]$는 m 번째 원소로 $d_m[k]$을 가지는 k 번째 QAM-FBMC 심볼, $\mathbf{P}_f$는 m 번째 열에 펄스 형성 필터 $p_m[n]$의 N 포인트 DFT (discrete Fourier transform) 응답을 가진 $N\times M$ 크기 주파수 축 필터 계수 행렬, $\mathbf{W}_\mathrm{N}$은 (m,n) 번째 원소로 $\left[\mathbf{W}_N\right]_{(m,n)}=\frac{1}{\sqrt{N}}e^{-j2\pi mn/N}$을 가진 N 포인트 DFT 행렬이다.

식 (4)를 이용해 overlap-and-sum 구조를 적용한 $k=0$ 번째 수신 신호를 쓰면,

$$\mathbf{y}[0]=\sum_{k=-L}^{L-1}\mathbf{T}[k]\mathbf{H}[k]\mathbf{x}[k]+\mathbf{w}[0] \tag{5}$$

여기서 $\mathbf{w}$는 평균 $\mathbf{0}$, 분산 σ^2를 가진 AWGN (additive white Gaussian noise) 벡터이고, $\mathbf{H}[k]$는 토플리츠 채널 행렬로 $(N+M)\times N$의 크기를 가지며, 행렬의 각 열이 다음의 채널 임펄스 응답의 순환 시프트로 구성된다.

$$[\mathbf{H}]_{(:,n)}=\mathrm{circshift}\left\{\left[h_0\ \cdots\ h_{L_c-1}\ \mathbf{0}_{N+M-L_c}\right]^T,\ n-1\right\} \tag{6}$$

여기서 L_c는 채널 임펄스 응답의 시간 축 채널 탭 수이다. $\mathbf{T}[k]$는 $N\times(N+M)$ 크기의 shift-and-slice 행렬이고 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{T}[k]=\begin{cases}\begin{bmatrix}\mathbf{0} & \mathbf{I}_{N+M+kM}\\ \mathbf{0} & \mathbf{0}\end{bmatrix}, & k<0\\ \begin{bmatrix}\mathbf{I}_N & \mathbf{0}\end{bmatrix}, & k=0\\ \begin{bmatrix}\mathbf{0} & \mathbf{0}\\ \mathbf{I}_{N-kM} & \mathbf{0}\end{bmatrix}, & k>0\end{cases} \tag{7}$$

$\mathbf{T}[k]$를 통해 $k=0$ 번째 수신 심볼이 인접한 심볼로부터 받는 영향을 나타낼 수 있다.

$k=0$ 번째 수신 심볼의 주파수 축 응답이 $\mathbf{Y}[0]$일 때, 적절한 채널 등화기 $\mathbf{G}_{eq}[0]$를 사용한다고 가정할 경우, 검파된 데이터 심볼 벡터 $\tilde{\mathbf{d}}[0]$는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{d}}[0]&=\mathbf{P}_f^H\mathbf{G}_{eq}[0]\mathbf{Y}[0]\\&=\mathbf{P}_f^H\mathbf{G}_{eq}[0]\mathbf{W}_N\sum_{k=-L}^{L-1}\mathbf{T}[k]\mathbf{H}[k]\mathbf{x}[k]+\hat{\mathbf{w}}[0]\end{aligned} \tag{8}$$

여기서, $\mathbf{G}_{eq}[0]$는 $N\times N$ 크기의 주파수 영역 채널 등화기이며, $\hat{\mathbf{w}}[0]$는 등화기와 필터링을 거친 잡음이다.

Ⅲ. QAM-FBMC를 위한 필터 설계

Balian-Low 정리에 따라, 다중 반송파 시스템의 직교성과 주파수 영역 지역화 특성, 그리고 Nyquist 심볼 속도를 동시에 만족하는 것은 불가능하다[7]. 따라서 직교성, 지역화, Nyquist 속도의 조건을 고려하여 필터를 설계하는 것이 중요하다. QAM-FBMC를 위한 필터 설계는 기본적으로 직교성 조건을 감수할 수 있는 성능 손실 범위 내에서 완화하고, 이를 통해 주파수 지역화 특성을 개선하는 것이다. QAM-FBMC의 필터는 기본적으로 프로토타입 필터 $p_0[n]$에 의해서 정의되므로, QAM-FBMC 시스템의 특성은 프로토타입 필터를 어떻게 설계하느냐에 달려있다. 이 장에서는 다음 세 가지 파라미터를 통한 프로토타입 필터 설계를 제안한다.

3.1 Self-SIR (Self signal-to-interference ratio)

먼저 송신단의 i 번째 부반송파의 펄스 형성 필터와 수신단의 j 번째 정합 필터를 합성한 통합 필터를 다음과 같이 정의한다.

$$g_{i,j}[n]\triangleq p_i[n]*p_j[-n]^* \tag{9}$$

심볼 간 간섭 (inter-symbol interference, ISI)와 부반송파 간 간섭 (inter-carrier interference, ICI)를 동시에 고려하여, 펄스 형성 필터가 직교성을 유지하기 위해서는 일반화된 Nyquist 조건 (generalized Nyquist criterion, GNC)을 만족해야 한다.

$$g_{i,j}[kM]=\delta_k\delta_{j-i} \tag{10}$$

www.dbpia.co.kr

OFDM의 경우는 GNC 조건을 완벽하게 만족하지만, 장 서두에서 언급하였듯, 완벽한 직교성과 주파수 영역 지역화를 동시에 만족하는 것은 불가능하다. 따라서 우리는 펄스 형성 필터가 얼마나 덜 직교한지를 나타내기 위하여 자가 간섭 파워를 고려할 것이다. i 번째 수신 부반송파 채널에 영향을 미치는 간섭 총 파워 $\mathcal{I}_i$를 정리하여 쓰면 다음과 같다.

$$\mathcal{I}_i = \sum_{j} \sum_{k=-L}^{L-1} |g_{i,j}[kM]|^2 - |g_{i,i}[0]|^2 \qquad (11)$$

앞서 우리는 프로토타입 필터의 파워를 정규화 하였으므로, i 번째 부반송파의 신호 대 자가 간섭 비율(self-SIR)을 간섭 총 파워 $\mathcal{I}_i$의 역수로 정의할 수 있다.

3.2 Fall-off 속도

먼저, QAM-FBMC 송신 신호의 fall-off 속도를 전력 스펙트럼 밀도 (power spectral density, PSD)가 감소하는 속도로 정의한다. 데이터 시퀀스가 무관계이며, 0의 평균, 그리고 1의 분산을 가지고 있다고 가정할 경우, 프로토타입 필터의 discrete-time Fourier transform $Q(e^{jw})$가 QAM-FBMC 신호의 PSD 가 된다. 따라서 fall-off 속도는 $Q(e^{jw})$의 감소량에 관계된다.

설계 될 주파수 영역 프로토타입 필터 계수 $Q[k]$를 시간 영역 프로토타입 필터 $q[n]$의 N 포인트 DFT 응답으로 정의하고, 공액 대칭 (conjugate symmetric), 즉 $Q[k] = Q[-k]^*$ 이며, K를 주파수 영역 한 측면의 0이 아닌 필터 탭의 수라고 하였을 때, 프로토타입 필터를 연속 시간 함수로 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_c(t) &= \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} Q[k]\, e^{j2\pi \frac{kt}{NT}} \\ &= Q[0] + 2\sum_{k=1}^{K-1} \mathrm{Re}\left[Q[k]\, e^{j2\pi \frac{kt}{NT}}\right], \quad 0 \le t \le NT. \end{aligned} \qquad (12)$$

따라서 $0 \le t \le NT$ 의 구간에서 삼각 함수이며, 다른 t구간에서는 0을 가지는 형태이다. 여기서 T는 샘플 주기로 일반적으로 $1/M$의 값을 가진다.

기존의 연구에서, 필터 계수 $Q[k]$와 $Q(e^{jw})$의 fall-off 속도 사이의 관계를 필터의 연속성과 미분 가능성으로 연관 지을 수 있음을 보였다[10]. 식 (12)는 양 끝 불연속점이 될 수 있는 경계점을 제외한 구간에서 연속 함수이며 무한히 미분 가능하다. 프로토타입 필터는 cosine 함수의 덧셈으로 구성되어 있고, 이는 $t = NT/2$를 기점으로 대칭이므로 두 경계점 중 하나만 고려할 수 있다. 따라서 프로토타입 필터의 fall-off 속도는 식 (12)가 경계점 $t = 0$ 에서 연속 및 미분 가능한 차수로써 결정되게 되며, 이를 간단히 정리하면 다음과 같다.

먼저, 연속 조건에 의하여 $p_c(t)$ 는 $t = 0$ 지점에서 0의 값을 가져야 하므로,

$$p_c(t=0) = Q_0 + 2\sum_{k=1}^{K-1} \mathrm{Re}[Q_k] = 0 \qquad (13)$$

조건이 된다. 홀수 오더에 대한 미분 가능성을 정리하면, r번 미분된 신호 $p_c^{(r)}(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p_c^{(r)}(t) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^{\alpha} (k\Omega_N)^r \mathrm{Re}[Q_k] \sin(k\Omega_N t) \\ +\sum_{k=1}^{K-1} (-1)^{\alpha+1} (k\Omega_N)^r \mathrm{Im}[Q_k] \cos(k\Omega_N t) & 0 \le t \le NT \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \qquad (14)$$

여기서 $\Omega_N = 2\pi/NT$ 이며, α는 홀수 r에 대한 function 이다. 경계점에서의 연속성을 고려할 때 α는 관련이 없으므로, $t = 0$ 지점에서 0의 값을 가지도록 식을 정리하면,

$$\sum_{k=1}^{K-1} k^r \mathrm{Im}[Q_k] = 0 \qquad (15)$$

이 된다. 같은 방식으로 짝수 q에 대하여, q번 미분된 신호 $p_c^{(q)}(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있으며,

$$p_c^{(q)}(t) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^{\beta} (k\Omega_N)^q \mathrm{Re}[Q_k] \cos(k\Omega_N t) \\ +\sum_{k=1}^{K-1} (-1)^{\beta+1} (k\Omega_N)^q \mathrm{Im}[Q_k] \sin(k\Omega_N t) & 0 \le t \le NT \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \qquad (16)$$

조건을 정리하면,

www.dbpia.co.kr

$$\sum_{k=1}^{K-1} k^q \,\mathrm{Re}[Q_k] = 0 \tag{17}$$

이 된다. 조건을 종합하여 요약하면,

$$\begin{aligned} &Q[0] + 2\sum_{k=1}^{K-1} \mathrm{Re}[Q[k]] = 0, \\ &\sum_{k=1}^{K-1} k^r \mathrm{Im}[Q[k]] = 0, \\ &\sum_{k=1}^{K-1} k^q \mathrm{Re}[Q[k]] = 0, \end{aligned} \tag{18}$$

여기서 r은 양의 홀수이고, q는 양의 짝수이다. 끝으로, 높은 fall-off 속도는 시간 영역 필터 응답의 경계점에서 미분 가능한 차수로 결정된다. 구체적으로, 식 (13)이 최대 자연수 p까지 만족할 경우, $Q(e^{jw})$ 의 fall-off 속도는 대략적으로 $|w|^{-(p+2)}$ 가 된다. 주파수 영역 필터 계수 $Q[k]$가 만약 실수일 경우, $\mathrm{Im}(Q_k)$의 값은 항상 0이므로, 미분 가능한 최대 짝수 오더 q 조건을 만족할 경우 $|w|^{-(q+3)}$ 의 fall-off 속도를 가지게 된다.

3.3 시간 축 분산

기존의 QAM-FBMC의 필터는 앞서 언급한 Self-SIR 및 fall-off 속도만을 고려하여 설계되었다. 이렇게 설계된 필터의 경우 높은 Self-SIR을 가지고 있어 우수한 성능을 가지나, 다중의 프로토타입 필터를 사용하고, 복소수의 필터 계수를 가져 높은 연산 복잡도를 보인다. 더불어, 시간 영역에서의 지역화가 잘 이루어지지 않아, CP를 사용하지 않는 FBMC 시스템에서 다중 경로 채널로 인한 ISI가 발생해 직교성이 크게 손상되는 단점이 있다. 이를 극복하기 위하여 시간 축 지역화 특성을 필터 설계에 고려하기 위해 시간 축 분산 계수가 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma_t = \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} (n-\mu)^2 |p(n)|^2} \tag{19}$$

여기서 필터 $p(n)$의 평균 파워는 1로 정규화 되어 있으며, $\mu = \sum_{n=0}^{N-1} n|p(n)|^2$ 이다. 시간 축 분산 계수 σ_t는 펄스 형성 필터의 시간 축에서의 에너지 표준 편차를 나타낸다. 펄스 형성 필터가 시간 축에서 잘 지역화 되었을 경우, 분산 계수는 작아질 것이다.

3.4 필터 설계

QAM-FBMC의 필터 설계 문제는 프로토타입 필터의 주파수 영역 계수 $Q[k]$를 결정하는 문제와 동일하다[11]. 세 가지 기준을 모두 고려하여 설계하기 위하여, 우리는 fall-off 속도와 시간 축 분산을 제약 조건으로 설정하고, self-SIR을 적합성 함수로 하여 최소화 하는 최적화 문제를 다음과 같이 설계하였다.

$$\begin{aligned} \text{minimize} \quad & \mathcal{I}_i \\ \text{subject to} \quad & Q[0] + 2\sum_{k=1}^{K-1} \mathrm{Re}[Q[k]] = 0, \\ & \sum_{k=1}^{K-1} k \cdot \mathrm{Im}[Q[k]] = 0, \\ & \sum_{k=1}^{K-1} k^2 \cdot \mathrm{Re}[Q[k]] = 0, \\ & \frac{\sigma_t}{N-1} \le \varepsilon. \end{aligned} \tag{20}$$

여기서, ε 은 시간 축 분산 파라미터이다. 필터의 fall-off 속도 조건으로 미분 가능 차수를 2로 설정하였으며, 따라서 $|w|^{-4}$ 의 fall-off 속도가 달성될 수 있다. 단단한 시간 축 분산 조건을 적용할 경우, 주파수 영역에서 실수 계수를 가져 시간 축에서 대칭인 펄스 형성 필터가 유리하다. 따라서 세 번째 미분 가능 조건 $\sum_{k=1}^{K-1} k^3 \mathrm{Im}[Q_k] = 0$을 자연스럽게 만족하게 되어, $|w|^{-5}$ 의 fall-off 속도를 달성한다.

설계된 최적화 문제는 적합성 함수가 볼록 함수가 아니며 많은 지역 최솟값을 가지고 있기 때문에, 글로벌 최솟값을 구하고 이를 검증하는 것이 거의 불가능하다. 따라서 글로벌 최솟값에 근접한 지점을 도출하기 위해 유전 알고리즘(genetic algorithm) 또는 패턴 검색 알고리즘(generalized pattern search algorithm) 등의 글로벌 최적화 기법을 사용하여 필터를 설계한다. 본 논문에서는 글로벌 최적화 기법인 패턴 검색 알고리즘을 통하여 필터 탭 수 $K = 4, 7, 11, 15$와 업샘플링 계수 $L = 4$를 가진 필터를 설계하여 표 1에 나타내었다[12]. 패턴 검색 알고리즘은 주어진 벡터 지점으로부터 각 벡터 원소를 특정 step 만큼 더하거나 뺀 지점들 중 더 작은 값을 보이는 지점으로 갱신하는 polling 과정을 통하여 최적화를 수행한다. fall-off 속도에 대한 제약 조건은 선형 함수로 선언할 수 있으며, 공차 범위를 고려하고 허수부를 제외하여 다음과 같이 정의하였다.

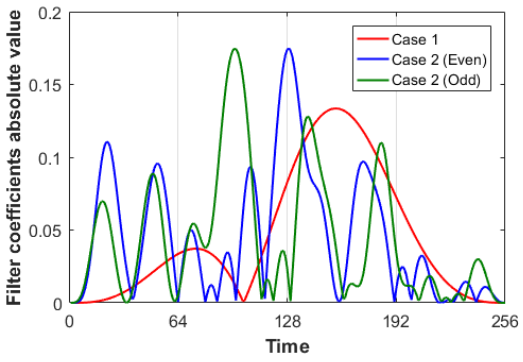
www.dbpia.co.kr

표 1. 설계된 주파수 영역 프로로타입 필터 계수
Table 1. Proposed filter coefficients in the frequency domain

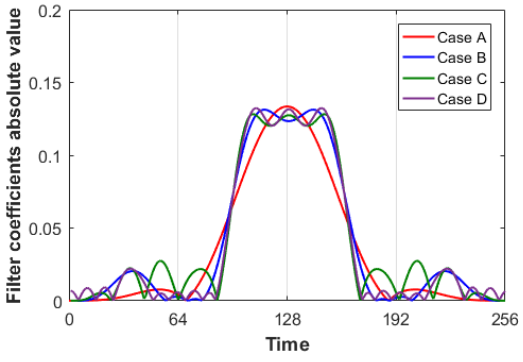
	Proposed Filter Coefficient $Q[k]$			
	Case A	Case B	Case C	Case D
$Q[0]$	+1.0000	+1.0000	+1.0000	+1.0000
$Q[1]$	-0.9205	-1.0570	-0.9167	-0.9930
$Q[2]$	+0.5670	+0.6257	+0.6319	+0.6383
$Q[3]$	-0.1485	-0.1257	-0.3021	-0.1840
$Q[4]$		+0.0228	+0.0110	+0.0091
$Q[5]$		+0.1771	+0.3504	+0.1905
$Q[6]$		-0.1419	-0.1934	-0.2031
$Q[7]$			-0.1119	+0.0005
$Q[8]$			-0.0173	-0.0101
$Q[9]$			-0.0432	-0.0664
$Q[10]$			+0.0922	+0.1107
$Q[11]$				+0.0443
$Q[12]$				+0.0156
$Q[13]$				+0.0042
$Q[14]$				-0.0555

$$\left|Q[0]+2\sum_{k=1}^{K-1}\mathrm{Re}\left[Q[k]\right]\right|<\varepsilon_0,\qquad \left|\sum_{k=1}^{K-1}k^2\cdot\mathrm{Re}\left[Q[k]\right]\right|<\varepsilon_2 \tag{21}$$

시간 축 분산 제약 조건은 비선형 조건으로 구성하여 진행하였다. 표 1에서는 $\varepsilon_0=0.01$, $\varepsilon_2=\varepsilon=0.1$ 의 공차 파라미터를 사용하였다. 표 2에서 기존의 필터와 설계된 필터 사이의 설계 기준 값을 비교하고, 그림 3에서 모양을 나타내었다.



(a) References



(b) Proposed

그림 3. 기존 필터 (a)와 제안 필터 (b)의 펄스 형성 필터 모양
Fig. 3. Pulse shaping filter shape of reference filter (a), and proposed filter (b)

Ⅳ. 간섭 제어 기법

QAM-FBMC 시스템은 펄스 형성 필터를 설계하면서 GNC 조건을 완화하여 내부적으로 간섭이 남아있게 된다. 직교성이 유지되지 않는 overlap-and-sum 구조로 인하여, $2(L-1)$ 개의 인접한 심볼로 부터의 간섭이 발생하고, 이로 인하여 직교성을 가진 OFDM과 OQAM-FBMC에 비하여 BER (bit err rate)성능이

표 2. 프로토타입 필터 비교
Table 2. Comparison of the prototype filters

Filter	References [7]		Proposed			
	Case 1	Case 2	Case A	Case B	Case C	Case D
K (taps)	4	15	4	7	11	15
Self-SIR	10.6dB	19.4dB	9.2dB	14.1dB	16.3dB	17.4dB
Fall-off rate	$\|\omega\|^{-4}$	$\|\omega\|^{-4}$	$\|\omega\|^{-5}$	$\|\omega\|^{-5}$	$\|\omega\|^{-5}$	$\|\omega\|^{-5}$
$\sigma_t/(N-1)$	0.149	0.197	0.073	0.085	0.091	0.083
Coefficient	Complex	Complex	Real	Real	Real	Real

www.dbpia.co.kr

감소한다. 이를 해결하기 위하여 간섭을 제거할 수 있는 DF 수신기가 제안되었으나, 부반송파 수 M이 커지고, 필터 탭 수 K가 증가함에 따라 복잡도가 기하급수적으로 증가하며, 정확한 간섭 제거를 위하여 높은 수준의 알고리즘 반복이 필요하다. 따라서 이 논문에서는 제3장에서 잘 설계된 프로토타입의 특성을 이용하여 일정 수준의 간섭을 제거할 수 있는 효율적인 알고리즘을 제안한다.

4.1 필터 특성을 활용한 DF 간섭 제거 알고리즘

식 (5)를 k에 대해서 일반화 하여 쓰면

$$\mathbf{y}[k]=\sum_{l=-L}^{L-1}\mathbf{T}[l]\mathbf{H}[k+l]\mathbf{W}_N^H\mathbf{P}_f\mathbf{d}[k+l]+\mathbf{w}[k] \tag{22}$$

이며, 이를 l에 따라 나누어 $k+l$ 번째 심볼이 k 번째 수신 신호에 미치는 시간 축 성분을 다음과 같이 정의한다.

$$\boldsymbol{\chi}^{(l)}[k]=\mathbf{T}[l]\mathbf{H}[k+l]\mathbf{W}_N^H\mathbf{P}_f\mathbf{d}[k+l] \tag{23}$$

시스템 도입의 편의를 위하여 업샘플링 계수 $L=4$을 고려하고, 앞선 심볼이 모두 검파되어 시간 축 수신 신호로부터 제거되는 것을 전제하였다.

먼저 단계 0에서, k 번째 데이터 벡터에 대한 검파 과정을 진행하여 $\tilde{\mathbf{d}}_0[k]$ 를 임시로 얻는다. 다음으로 단계 1에서, 검파된 $\tilde{\mathbf{d}}_0[k]$ 로부터 k 번째 데이터 벡터로 인해 생성된 시간 축 성분 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(0)}[k]$ 을 재생성하여, 단계 0의 수신 신호 $\mathbf{y}_0[k]$ 로부터 뺄셈하여 제거하여 단계 1의 수신 신호 $\mathbf{y}_1[k]$ 를 생성한다. $\mathbf{y}_1[k]$ 에는 $k+1$ 번째 심볼로부터 k 번째 심볼에 중첩된 3/4 만큼의 신호가 존재하나, 앞서 제안된 필터의 시간 지역화 특성으로 인해 거의 대부분의 에너지가 모두 포함되어 있어 적은 간섭으로 검파가 가능하다. 따라서 수신 신호 $\mathbf{y}_1[k]$ 로부터 $k+1$ 번째 데이터 벡터에 대한 검파 과정을 진행하여 $\tilde{\mathbf{d}}_1[k+1]$ 를 임시로 얻는다. 단계 2에서, 검파된 $\tilde{\mathbf{d}}_1[k+1]$ 로부터 $k+1$번째 데이터 벡터로 인해 생성되어 k 번째 심볼에 영향을 미치는 시간 축 성분 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(1)}[k]$ 을 재생성하여, 단계 0의 수신 신호 $\mathbf{y}_0[k]$ 로부터 뺄셈하여 제거하여 단계 2의 수신 신호 $\mathbf{y}_2[k]$ 를 생성한다. 이를

알고리즘 1. 수정 DF 검출 방식의 효율적 간섭 제거 기법
Algorithm 1. Efficient interference cancellation procedure based on modified DF detection method

Stage 0:

1: 수신 신호 $\mathbf{y}[k]$ 로부터 preceding 성분 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(-1)}[k]\sim\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(-L)}[k]$ 를 제거하여 단계 0 신호 $\mathbf{y}_0[k]$ 준비.

$$\mathbf{y}_0[k]=\sum_{l=0}^{L-1}\mathbf{T}[l]\mathbf{H}[k+l]\mathbf{W}_N^H\mathbf{P}_f\mathbf{d}[k+l]$$

2: $\mathbf{y}_0[k]$ 로부터 검파 시도하여 $\tilde{\mathbf{d}}_0[k]$ 계산

$$\hat{\mathbf{d}}_0[k]=\mathbf{P}_f^H\mathbf{G}_{eq}[k]\mathbf{W}_N\mathbf{y}_0[k]$$

Stage 1:

3: $\tilde{\mathbf{d}}_0[k]$ 로부터 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(0)}[k]$ 재생성

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}^{(0)}[k]=\mathbf{T}[0]\mathbf{H}[k]\mathbf{W}_N^H\mathbf{P}_f\hat{\mathbf{d}}_0[k]$$

4: $\mathbf{y}_0[k]$ 로부터 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(0)}[k]$ 제거하여 단계 1 신호 $\mathbf{y}_1[k]$ 준비

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_1[k]&=\mathbf{y}_0[k]-\hat{\boldsymbol{\chi}}^{(0)}[k]\\&=\sum_{l=1}^{L-1}\left\{\boldsymbol{\chi}^{(l)}[k]\right\}_l+\mathbf{r}_1[k]\end{aligned}$$

- $\mathbf{r}_1[k]$: 잔여 간섭 성분

5: $\mathbf{y}_1[k]$ 로부터 다음 심볼 부분을 zero padding 및 shift 하여 $\mathbf{y}_1[k+1]$ 생성

$$\mathbf{y}_1[k+1]=\hat{\mathbf{T}}[1]\mathbf{y}_1[k]$$

- $\hat{\mathbf{T}}[l]=[\mathbf{I}_N\ \ \mathbf{0}_{N\times M}]\mathbf{T}[l]^T$: shift back-and-slice matrix

6: $\mathbf{y}_1[k+1]$ 로부터 검파 시도하여 $\tilde{\mathbf{d}}_1[k+1]$ 계산

$$\hat{\mathbf{d}}_1[k+1]=\mathbf{P}_f^H\mathbf{G}_{eq}[k]\mathbf{W}_N\mathbf{y}_1[k+1]$$

Stage 2:

7: $\tilde{\mathbf{d}}_1[k+1]$ 로부터 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(1)}[k]$ 재생성

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}^{(1)}[k]=\mathbf{T}[1]\mathbf{H}[k+1]\mathbf{W}_N^H\mathbf{P}_f\hat{\mathbf{d}}_1[k+1]$$

8: $\mathbf{y}_0[k]$ 로부터 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(1)}[k]$ 제거하여 단계 2 신호 $\mathbf{y}_2[k]$ 준비

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_2[k]&=\mathbf{y}_0[k]-\hat{\boldsymbol{\chi}}^{(1)}[k]\\&=\boldsymbol{\chi}^{(0)}[k]+\sum_{l=2}^{L-1}\left\{\hat{\boldsymbol{\chi}}^{(l)}[k]\right\}+\mathbf{r}_2[k]\end{aligned}$$

- $\mathbf{r}_2[k]$: 잔여 간섭 성분

9: $\mathbf{y}_2[k]$ 로부터 검파 시도하여 $\tilde{\mathbf{d}}_2[k]$ 계산

$$\hat{\mathbf{d}}_2[k]=\mathbf{P}_f^H\mathbf{G}_{eq}[k]\mathbf{W}_N\mathbf{y}_2[k]$$

Stage 3:

10: $\tilde{\mathbf{d}}_2[k]$ 로부터 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(-l)}[k+l]$ 재생성하여 이후 심볼의 검파에서 활용

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}^{(-l)}[k+l]=\mathbf{T}[-l]\mathbf{H}[k]\mathbf{W}_N^H\mathbf{P}_f\hat{\mathbf{d}}_2[k]$$

www.dbpia.co.kr

통해 수신 신호에서 가장 큰 간섭 성분인 $k+1$ 번째 심볼로부터의 성분이 제거할 수 있다. 이후 다시 한 번 $\mathbf{y}_2[k]$ 로부터 k 번째 데이터 벡터에 대한 검파 과정을 진행하여 $\tilde{\mathbf{d}}_2[k]$ 를 최종적으로 계산한다. 마지막으로 단계 3에서, $\tilde{\mathbf{d}}_2[k]$ 를 통해 $k+1$ 번째 심볼부터 $k+L$ 번째 심볼에 중첩되는 시간 축 성분 $\tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(-1)}[k+1] \sim \tilde{\boldsymbol{\chi}}^{(-L)}[k+L]$ 을 재생성하여, 이후 수신 될 심볼에서 앞 선 심볼을 제거하는데 활용한다. 전체적인 과정을 구체적으로 정리하여 알고리즘 1에 표시하였다.

제안된 알고리즘은 제안된 필터의 시간 지역화 특성을 이용한다. 수신된 k 번째 신호에서 $k+1$ 번째 심볼의 에너지를 대부분 가지고 있는 점을 고려하여, $k+1$ 번째 데이터 벡터를 검파 시도한 후 재생성, 간섭 성분을 제거한다. 이후 간섭이 제거된 신호로부터 k 번째 데이터 벡터를 재검파 하게 되면 적은 간섭으로 더 좋은 검파 성능을 기대할 수 있다.

4.2 연산 복잡도

QAM-FBMC의 비직교 펄스 형성 필터의 사용은 설계부터 내재된 자가 간섭 성분이 존재하고, 이를 스펙트럼 분해를 통한 DF 수신기 방식이 제안된 바 있다[8]. 스펙트럼 분해의 경우 채널 추정 및 균등화 (equalization)이 충분히 정확할 경우 AWGN에서의 스펙트럼 분해를 상시적으로 사용할 수 있으므로 사전 연산을 활용해 복잡도를 감소시킬 수 있다. 그러나 이 기법에 활용되는 필터는 시스템 부반송파 수 M의 크기로 구성된 행렬 다항식으로 구성되어 있고, 스펙트럼 분해 정확도에 따라 전체 q 개의 다항식 항에 대한 필터링을 수행한다고 할 경우, 세 번의 필터링에 대해 총 합 qM^2 개의 복소수 곱셈과 qM^2-3M 복소수 덧셈이 필요하게 된다. 해당 기법은 검파된 데이터 다항식에 대해 DF 진행되므로, 한 심볼 당 한 번의 검파 과정이 필요하다.

제안된 수정 DF 기법은 세 번의 신호 뺄셈 과정으로 인한 $3N$ 번의 복소수 덧셈이 필요하고, 한 심볼 당 세 번의 검파 과정과, 세 번의 신호 재생성 과정이 필요하다. 검파 과정과 재생성 과정은 기본적으로 N 포인트 FFT와 한번의 $N\times M$ 행렬 연산, 한번의 $N\times N$ 행렬 연산으로 구성할 수 있고, DFT를 고려한 경우 $2N^2+NM$ 개의 복소수 곱셈과 $2N^2+NM$ 개의 복소수 덧셈으로 구성된다. 이를 정리하여 연산 복잡도를 M에 대해서 비교하여 표 1에 표시하였다. $L=4$인 경우를 고려하면, 기존 DF 기법의 전체 필터 다항식 항이 $q=73$ 개 이상일 경우 제안된 DF 검출 기법이 더 적은 연산 복잡도를 보이게 된다. 또한 효율적인 FFT 기법 등을 사용하고, 스펙트럼 분해의 높은 사전 연산량을 고려할 경우, 제안된 기법이 기존 기법에 비해 매우 효율적으로 간섭을 제거할 수 있음을 확인할 수 있다.

표 3. 기존 기법과 제안 기법 간 연산 복잡도 비교
Table 3. Computing complexity comparison between previous and proposed algorithm

	Previous DF algorithm	Proposed DF algorithm
Complex multiplication	$(q+2L^2+L)M^2$	$(6L^2+3L)M^2+LM$
Complex addition	$(q+2L^2+L)M^2-3M$	$(6L^2+3L)M^2+LM$

V. 시뮬레이션 결과

이 장에서 우리는 각 필터의 AWGN 및 EPA (extended pedestrian A) 채널 환경에서의 비트 오류율 (bit error rate, BER) 성능을 비교하였다. 그림 4는

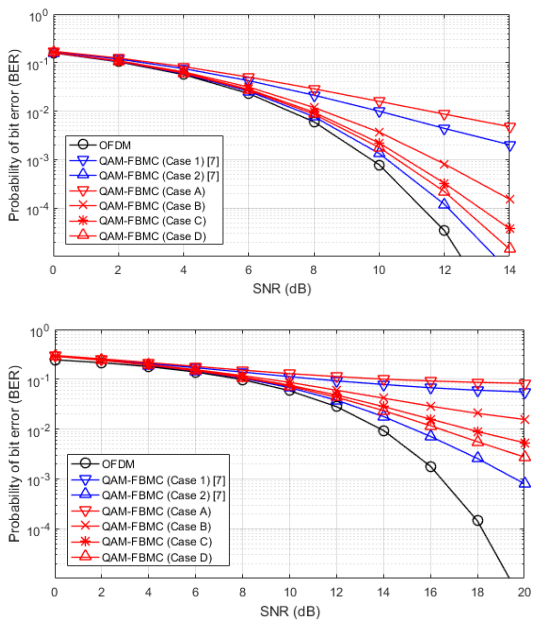


그림 4. AWGN 에서의 OFDM 및 QAM-FBMC의 BER 성능 (위: QPSK, 아래: 16QAM)
Fig. 4. AWGN uncoded BER performance of OFDM and QAM-FBMC with QPSK (top) and 16QAM (bottom)

www.dbpia.co.kr

OFDM과 QAM-FBMC의 AWGN에서의 BER 성능을 나타낸다. 필터 설계 조건의 Self-SIR 성능이 높을수록 해당 필터의 자가 간섭 성분이 줄어들어 BER 성능은 OFDM 에 근접하여 나타나게 된다. 제안된 필터는 동일한 필터 탭 수에서 조금 더 낮은 Self-SIR 값을 가지므로, AWGN에서의 BER 성능은 더 나쁘다. 그러나 그림 5와 같이 EPA 채널에서의 BER 성능을 나타낼 경우, 제안된 필터가 기존 필터에 비해 동일 탭 경우, 즉 Case 2와 Case D의 비교에서 더 좋은 성능을 보이고 있다. 기존 필터 Case 2의 경우, 그림 2에서 확인한 것과 같이 시간 축 지역화 특성이 떨어져 시간 축 필터 양 끝단에 에너지가 남아있어, 다중 경로 채널을 겪을 경우 심볼 간 간섭을 크게 일으켜 성능 저하가 크게 발생한다. 반면, 제안된 필터 Case D 는 시간 축 지역화 특성이 개선되어 다중 경로로 인해 인접 심볼의 간섭이 발생해도 간섭 에너지가 제한되어, CP가 없는 QAM-FBMC에서도 성능에 대한 영향이 최소화되어 Self-SIR이 더 높은 Case 2 보다 더 좋은 성능을 보인다.

다음으로, 제안된 DF 검출 알고리즘을 적용하였을 때 AWGN 채널에서의 BER 성능을 그림 6과 7에서 나타내었다. 시간 지역화 특성을 고려하여 설계된 필터들이 제안 간섭 제거 알고리즘에 따라 잔여 간섭이 제거되어 BER 성능이 획기적으로 개선됨을 확인할

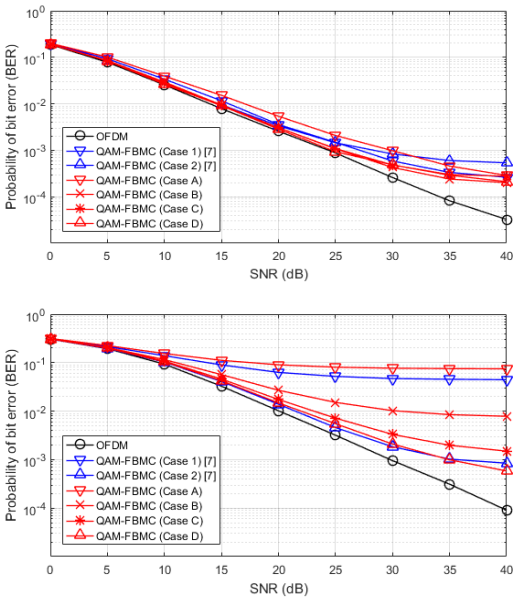


그림 5. EPA 채널에서의 OFDM 및 QAM-FBMC의 BER 성능 (위: QPSK, 아래: 16QAM)
Fig. 5. EPA uncoded BER performance of OFDM and QAM-FBMC with QPSK (top) and 16QAM (bottom)

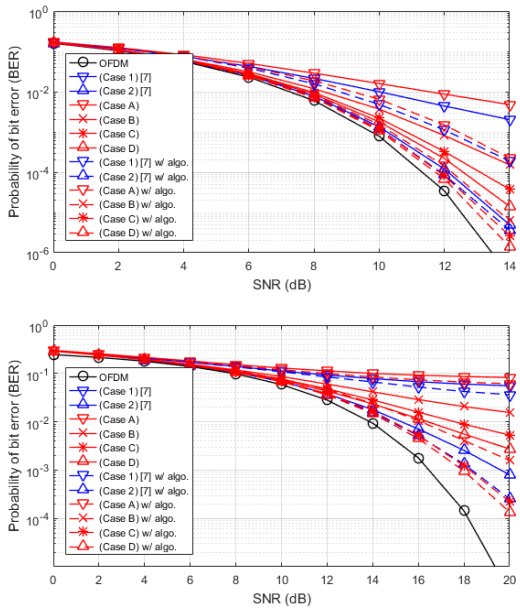


그림 6. 제안 DF 알고리즘을 적용한 AWGN 에서의 OFDM 및 QAM-FBMC의 BER 성능 (위: QPSK, 아래: 16QAM)
Fig. 6. AWGN uncoded BER performance of OFDM and QAM-FBMC applying proposed DF algorithm with QPSK (top) and 16QAM (bottom)

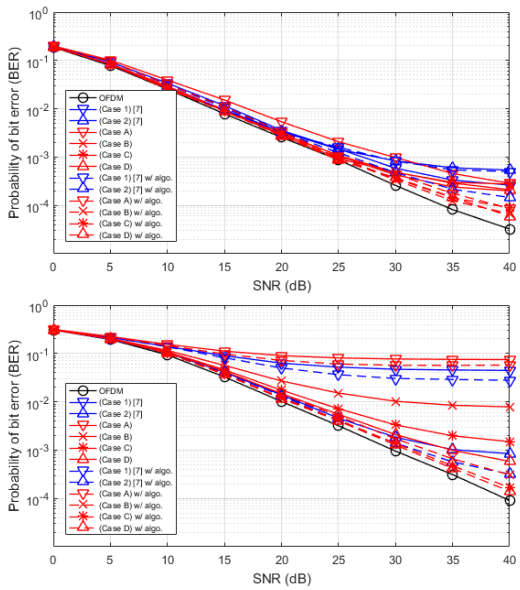


그림 7. 제안 DF 알고리즘을 적용한 EPA 채널에서의 OFDM 및 QAM-FBMC의 BER 성능 (위: QPSK, 아래: 16QAM)
Fig. 7. EPA uncoded BER performance of OFDM and QAM-FBMC applying proposed DF algorithm with QPSK (top) and 16QAM (bottom)

수 있다. 반면 기존 필터는 시간 지역화 특성이 좋지

www.dbpia.co.kr

않아 제안 기법이 제대로 적용되지 않으며, 특히 Case 2의 경우 필터 에너지가 고르게 분포되어 있어 제안 알고리즘에 의한 성능 개선이 거의 보이지 않음을 확인할 수 있다.

그림 8은 OFDM과 QAM-FBMC의 파워 스펙트럼 밀도 (PSD) 비교이다. 동일한 필터 탭 수를 가지고 있는 Case 2와 Case D 필터를 서로 비교하였다. Case 2는 복소수 계수를 가진 필터로써, fall-off 속도 $|\omega|^{-4}$ 를 가지고 있으며, Case D 는 실수 계수를 가진 필터로 fall off 속도 $|\omega|^{-5}$ 를 가지고 있다. 그림에서 보이듯이 더 높은 fall-off 속도를 가지고 있는 Case D 필터가 더 우수한 주파수 지역화 특성을 보임을 확인할 수 있다.

그림 9은 기존 연구된 스펙트럼 분해를 이용한 DF 수신기와[8], 제안된 수정 DF 기법을 사용해 간섭을 제거하였을 때, AWGN 채널에서의 QAM-FBMC BER 성능 비교를 나타낸다. 동일한 필터 탭 수를 가진 Case 2와 Case D에 대해 비교하였다. Case 2 필터의 경우 기존 DF 수신기가 간섭을 잘 제어하여 가장 좋은 성능을 보이는 반면, 시간 축 지역화 특성이 나빠 제안 기법은 제대로 적용되지 않는 것을 확인할 수 있다. Case D 필터의 경우 더 낮은 Self-SIR 값을 가져 DF 수신기를 적용한 성능은 Case 2에 비해 떨어지나, 필터 특성을 활용한 제안 DF 기법을 적용할 경우 Case 2 필터의 DF 수신기를 적용한 성능에 매우 근접한 BER 성능을 보인다. 따라서 제안 기법을 통해 간단한 시스템 구성과 매우 적은 연산 복잡도로 기존 기법과 유사한 간섭 제거 성능을 보임을 알 수 있다.

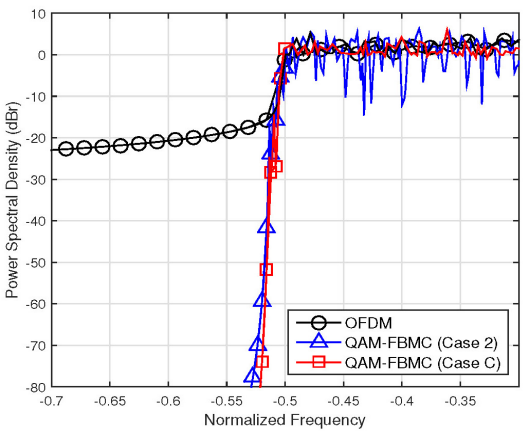


그림 8. CP-OFDM과 QAM-FBMC 파워 스펙트럼 밀도 비교
Fig. 8. Power spectral density envelope of the CP-OFDM and QAM-FBMC systems.

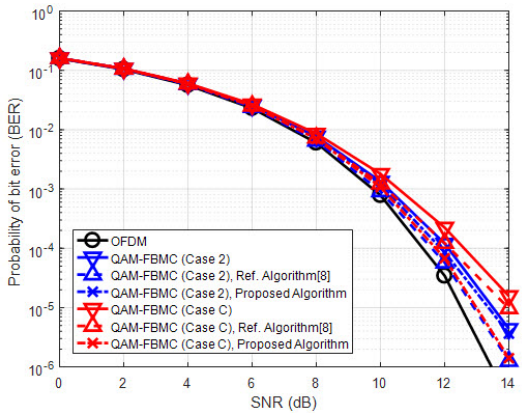


그림 9. 기존 DF 알고리즘과[8] 제안된 DF 알고리즘간의 QPSK QAM-FBMC에서의 AWGN BER 성능 비교
Fig. 9. AWGN uncoded BER performance comparison of QPSK QAM-FBMC between reference algorithm[8] and proposed algorithm.

Ⅵ. 결 론

이 논문에서, 우리는 QAM-FBMC를 위한 실용적인 파형 설계를 위하여 프로토타입 필터를 설계하는 기법을 다루었다. QAM-FBMC 프로토타입 필터는 시스템의 성능을 결정짓는 가장 중요한 요인으로, 기존의 필터는 다중 경로 채널에서 심볼 간 간섭으로 인한 성능 저하 문제를 가지고 있으며, 더불어 복소수 계수를 가진 다중 프로토타입 필터 구조로 인해 시스템의 복잡도도 높은 문제를 가졌다. 이를 개선하기 위해 우리는 시간 축 지역화 조건을 고려한 프로토타입 필터 설계 문제를 제안하고 최적화를 통해 계수를 제시하였다. 제안된 필터는 기존 필터에 비해 직교성이 약간 부족하여 AWGN 채널에서의 성능은 떨어지나, 시간 축 지역화 특성이 뛰어나 다중 경로 채널에서 더 좋은 성능을 보이고, 실수 계수 및 단일 프로토타입 필터를 사용하므로 실용적인 특징을 가졌다. 다음으로, 필터가 가진 잔여 간섭을 제거하기 위한 수정 DF 검출 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 앞서 우리가 제안한 시간 지역화 특성을 가진 프로토타입 필터에 쉽게 적용할 수 있는 것으로, 다음 심볼의 가추정, 재생성, 그리고 간섭 제거를 통해 검파 신호에 남겨진 자가 간섭을 완화하는 방식이다. 기존의 스펙트럼 분해를 통한 DF 방식에 비해 간단하고 낮은 복잡도로 비슷한 간섭 제어 성능을 보임을 확인하였다. 결론적으로, 제안된 필터와 이를 이용한 간섭 제어 기법을 활용하여 QAM-FBMC를 현실적으로 도입할 수 있는 가능성을 확인하였다.

www.dbpia.co.kr

References

[1] Y. S. Cho, et al., *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB,* John Wiley & Sons, 2010.

[2] G. Fettweis, M. Krondorf, and S. Bittner, "GFDM - generalized frequency division multiplexing," in *IEEE VTC Spring 2009*, pp. 1-4, Apr. 2009.

[3] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," *IEEE Sign. Process. Mag.*, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, May 2011.

[4] M. Bellanger, et al., "FBMC physical layer: a primer," *PHYDYAS*, Jan. 2010.

[5] R. Zakaria and D. Le Ruyet, "A novel filter-bank multicarrier scheme to mitigate the intrinsic interference: application to MIMO systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 1112-1123, 2012.

[6] J. J. Benedetto, C. Heil, and D. F. Walnut, "Gabor systems and the Balian-Low theorem," in *Gabor Anal. and Algorithms,* Springer, pp. 85-122, 1998.

[7] Y. H. Yun, C. Kim, K. Kim, Z. Ho, B. Lee, and J. Y. Seol, "A new waveform enabling enhanced QAM-FBMC systems," in *IEEE SPAWC 2015*, pp. 116-120, Jun. 2015.

[8] H. Han, H. Kim, N. Kim, and H. Park, "An enhanced QAM-FBMC scheme with interference mitigation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 2237-2240, Nov. 2016.

[9] H. Kim, H. Han, and H. Park, "Waveform design for QAM-FBMC systems," in *IEEE SPAWC 2017*, pp. 1-5, Sapporo, Japan, 2017.

[10] S. Mirabbasi and K. Martin, "Overlapped complex-modulated transmultiplexer filters with simplified design and superior stopbands," *IEEE Trans. Cir. and Syst. II: Analog and Digital Sign. Process.*, vol. 50, no. 8, pp. 456-469, Aug. 2003.

[11] H. Kim, H. Han, and H. Park, "Performance analysis of QAM-FBMC system using multiple prototype filters," in *Proc. KICS Winter Conf.*, pp. 771-772, Jeongseon, Korea, Jan. 2016.

[12] C. Audet and J. E. Dennis Jr., "A pattern search filter method for nonlinear programming without derivatives," *SIAM J. Optimization*, vol. 14, no. 4, pp. 980-1010, 2008.

한 형 식 (Hyungsik Han)

2013년 2월 : 성균관대학교 전기전자공학부 학사

2015년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학부 석사

2015년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기및전자공학부 박사과정

<관심분야> 무선통신 물리계층, 5G 통신표준

김 희 수 (Heesu Kim)

2015년 2월 : 고려대학교 전기전자전파공학부 학사

2017년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학부 석사

2017년 2월~현재 : 국방과학연구소 연구원

<관심분야> 전자공학, 무선이동통신

박 현 철 (Hyuncheol Park)

1983년 2월 : 연세대학교 전자공학과 학사

1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사

1997년 8월 : Georgia Institute of Technology 전기공학과 박사

1984년 12월~2002년 1월 : 삼성전자 수석연구원

2002년 2월~2009년 2월 : 한국정보통신대학교(ICU) 부교수

2014년 11월~2016년 11월 : 미래창조과학부 이동통신 CP

2009년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기및전자공학부 정교수

<관심분야> 이동통신 시스템

www.dbpia.co.kr