

부반송파간 간섭과 도플러 효과에 강한 WFMT 변조 방식의 성능 분석

Performance Analysis of WFMT Modulation System Robust to ICI and Doppler Effect

김 선 애 · 유 흥 균

Seonae Kim · Heung-Gyoon Ryu

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 고속 통신 시스템에 매우 효과적이다. 그러나 OFDM은 단일 반송파 시스템과 달리 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio)과 심각한 ICI(Inter Subcarrier Interference) 문제를 갖는다. 특히 ICI는 OFDM 신호들의 부반송파 사이에 직교성을 깨뜨려 시스템의 성능을 저하시킨다. 본 논문에서는 ICI에 대해 좋은 성능을 보이는 WFMT(Wavelet Filtered Multitone) 시스템을 연구하고, 위상 잡음과 반송 주파수 오프셋에 대한 성능 분석한다. WFMT 시스템은 멀티 채널 신호를 생성하고 분석하기 위하여 필터 뱅크 기술과 웨이블릿 이론을 기반으로 한다. 그러므로 WFMT 시스템은 필터 뱅크 시스템의 장점을 유지한다. 이 논문에서는 반송 주파수와 위상 잡음으로 인한 WFMT 시스템과 OFDM 시스템의 ICI와 ISI(Inter Symbol Interference)를 비교한다. 또한, 이 시스템들에서 PAPR 성능과 도플러 효과가 미치는 영향을 수식적으로 분석하고, HPA와 위상 잡음, 도플러 효과가 시스템에 존재할 때 각 시스템들의 BER 성능을 보인다.

Abstract

OFDM is very effective for the high speed communication system. However, OFDM has the problems of high PAPR and serious ICI, which is different from the single carrier system. Especially, ICI problem caused by phase noise, Doppler effect and frequency offset is main reason for poor performance since it breaks down the orthogonality between subcarriers in OFDM communication system. Therefore, WFMT modulation scheme is studied and the effect of the carrier frequency offset and phase noise is analyzed. WFMT modulation scheme is based on the wavelet theory and complex filter banks for synthesis and analysis of multichannel signal. WFMT modulation scheme keeps on the advantage of filter banks system and can be easily possible for the implementation of filter banks. In this paper, we compare ISI and ICI distortions of the WFMT and OFDM system due to the carrier frequency offset and phase noise. Also, we analyze the PAPR and BER performances in the HPA and ICI situation caused by the Doppler frequency shift and the frequency offset.

Key words : OFDM, WFMT, ICI, PAPR, Doppler Effect

I. 서 론

OFDM 변조 방식은 높은 데이터 전송률과 고속

의 데이터 통신이 필요한 WLAN인 IEEE 802.11a, 802.11g, HIPERLAN2과 DVB-T나 DAB 등 통신 시스템의 표준으로 채택되었다. 또한, 4세대 이동 통신

충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20080716-088

· 수정완료일자 : 2008년 9월 19일

시스템의 주요 기술로 각광 받고 있다^[1].

그러나 OFDM 변조 방식은 단일 반송파를 갖는 시스템들과 달리 높은 PAPR과 심각한 ICI 문제가 발생하는 단점이 있다. 기존의 PAPR 문제를 해결하는 방법들은 PAPR이 감소되는 반면에 BER에 영향을 미치거나 시스템의 복잡도를 증가시키는 문제점을 갖고 있다^{[2]-[3]}. 참고문헌 [6]~[11]의 논문들은 OFDM 통신 시스템에서 문제가 되는 위상 잡음과 ICI에 관하여 연구를 하였다. ICI는 시스템에서 랜덤하게 발생하기 때문에 그 보상 방법이 매우 어렵다. ICI를 보상하기 위해 ICI self-cancellation 방법들이 제안되었다. 이런 기법들은 시스템 성능 면에서 ICI 영향을 최소화하지만 대역 손실이 문제이다.

본 논문에서는 WFMT 변조 방식의 위상 잡음에 대한 영향을 기존의 OFDM 변조 방식 또는 DMT 방식과 수식적으로 비교하고, 이 기법의 PAPR 특성과 도플러 효과에 대한 성능 개선 정도를 비교 분석한다. WFMT 변조 방식은 FMT 기법을 기반으로 하며, 유선과 무선에서 응용 기술들에 쓰인다. 무선 응용 기술들에 대한 FMT 변조 방식의 이론적인 양상은 Cambridge 대학과 Udine 대학에서 개발하였다^[11]. FMT 변조 방식은 캐리어 주파수 오프셋과 시간 불일치로 발생하는 오버랩 현상들을 줄일 수 있어 ICI 문제에 대해 적응력이 높고, 낮은 ISI를 얻는 것이 가장 큰 장점이다^{[11]~[13]}. 그러나 FMT 변조 방식은 실용적인 구현을 할 때 송신기에서 IFFT 후 수많은 필터 뱅크들을 필요로 하기 때문에 DMT 또는 OFDM 변조 방식보다 더 복잡하다. 그래서 참고문헌 [11]에서는 polyphase 구조를 사용한 FMT 기법을 제시하였는데, 이 방법은 시스템의 복잡도를 크게 줄이지는 않지만 효과적으로 구현할 수 있게 한다. 이런 FMT 기법의 단점을 극복하기 위해 WFMT 변조 방식은 웨이블릿을 사용하여 FMT 기법의 복잡도를 줄이면서 복잡한 필터 뱅크를 효율적으로 구현한다.

WFMT 변조 방식은 간단히 송신기 측에서 합성 필터 뱅크에 의해 부채널 웨이블릿의 주파수 영역 합성과 데이터 변조를 수행하고, 수신기 측에서 분석 필터 뱅크를 통해 부채널의 분석과 간단한 등화와 추정 과정을 수행한다. 이 과정에서 부채널의 확장을 통해 캐리어 주파수 오프셋과 위상 잡음들의 영향에 덜 민감한 특성을 갖게 되며, 시간 영역에서

웨이블릿의 특성으로 인해 GI(Guard Interval) 없이도 ISI에 대해 좋은 성능을 나타낸다. 그러므로 본 논문에서는 WFMT 변조 방식의 성능 중에서 반송 주파수 오프셋과 위상 잡음의 영향에 대해 조사하고, 또한 웨이블릿에 선택에 따른 시스템의 PAPR 성능을 비교한다. 그리고 도플러 천이 상황을 고려하여 WFMT 변조 방식과 OFDM/DMT, OFDM 변조 방식의 성능을 평가한다. WFMT는 위상 잡음에 대한 시스템 민감도를 DMT/OFDM 변조 방식보다 2 dB 향상시키고, 특히 도플러와 같은 반송 주파수 오프셋에 대해 탁월한 성능 개선 정도를 보이나, 웨이블릿의 가중치로 인해 OFDM보다 2 dB 정도 성능 열화를 보인다. 따라서 WFMT 변조 방식에서 PAPR 문제를 해결하는 것이 효율적인 시스템을 구현하는데 매우 중요할 뿐만 아니라 PAPR 값을 크게 증가시키지 않으면서 위상 잡음과 ICI를 효과적으로 줄일 수 있는 웨이블릿을 선택하는 것이 필요하다는 것을 본 논문에서 보인다.

II. WFMT 변조 방식

WFMT 변조 방식은 높은 복잡도를 갖는 FMT 변조 방식의 단점을 개선하기 위해 제안되었다. 그러면서 FMT 변조 방식이 갖는 장점인 협대역 간섭에 자유롭고 out-of-band의 사이드 로브를 줄이는 특성을 그대로 유지한다.

특히 이 방식에서 웨이블릿은 시간과 주파수에서 요구되는 사항들에 초점을 두고 설계된다. 그래서 prototype 웨이블릿은 영점이 아닌 계수를 갖는 N 개 항의 IFFT를 통해 합성된다.

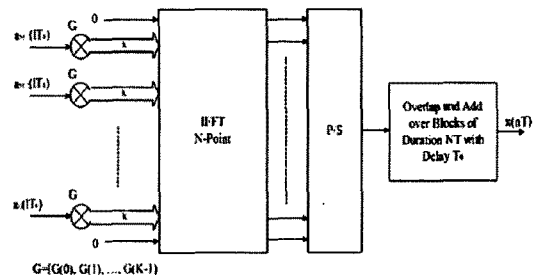


그림 1. WFMT 변조 방식의 송신기 블록 구성도
Fig. 1. Transmitter block diagram of WFMT modulation scheme.

그림 1은 WFMT 변조 방식의 송신기 블록 구성도이다. WFMT에서 송신기는 N 포인트 IFFT 코어를 사용하고 각 $1/T_0 = L/(NT)$ 비율을 갖는 M 데이터 스트림 a_k 를 전송한다. 그림 1에 보이듯이, 데이터 스트림은 주파수 시프트된 웨이블렛 계수들을 통해 합성되고, 가장 바깥 부분의 몇몇 주파수들은 인접 심볼의 스펙트럼 간섭을 막기 위해 영점으로 고정된다.

복소 기저 대역 송신 신호는 웨이블렛 $g(nT)$ 를 갖는 필터 뱅크 변조기에 의해 생성된다. 그리고 부채널 캐리어 주파수는 다음 식으로 표현된다.

$$f_k = k_0F + kKF \quad k = 0, \dots, M-1 \quad MK \leq N \quad (1)$$

정수 $0 \leq k_0 \leq K$ 에서 가장 바깥쪽 주파수들은 제로로 고정된다. 그러므로 송신 신호는 식 (2)이 된다.

$$x(nT) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x_l(nT) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} a^{(k)}(lT_0)g(nT - lT_0)e^{j2\pi f_k nT} \quad (2)$$

여기서 $a^{(k)}(lT_0)$ 는 M-QAM 성상도를 갖는 k 번째 부채널의 데이터 스트림이다. 그리고 $n = lN/L, \dots, lN/L + N - 1$, 나머지는 영점이다. 여기서 $x_l(nT)$ 유한한 길이를 갖고, N 점 IDFT에 의해 식 (3)으로 구해진다.

$$x_l(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{K-1} a^{(k)}(lT_0) e^{j\frac{2\pi}{L}(Kk+K_0)l} G(m) e^{j\frac{2\pi}{N}n(m+Kk+k_0)} \quad (3)$$

여기서 $G(m)$ 은 웨이블렛의 m 번째 주파수 성분이다.

그림 1에서 보면, lT_0 에서 주어진 M 부채널 데이터 기호 $a_k(lT_0) = a^{(k)}(lT_0)e^{j\frac{2\pi}{L}(Kk+K_0)l}$ 은 주파수 천이된 웨이블렛 성분을 가중한 것이다. 몇몇의 영점들이 가장자리에 추가된다. 최종적으로 $1/T_0$ 의 속도에서 P/S 변환과 'Overlap and Add' 동작이 일어난다. 모든 데이터들의 전송 속도는 $R = ML/(NT)$ 과 같다. 부채널 확장 인자는 $K/L = K/(K-3)$ 이 되는 것에 주목하고, 웨이블렛 주파수 성분 K 의 수가 점점 증가함에 따라 부채널 확장 인자는 감소한다.

웨이블렛은 진동 특성과 수렴 특성을 동시에 만족해야 한다. 일반적으로 웨이블렛은 웨이블렛 모함수로부터 웨이블렛의 스케일을 변화시키는 즉, 주파수를 변화시키는 웨이블렛 압축 계수 " a "와 시간상

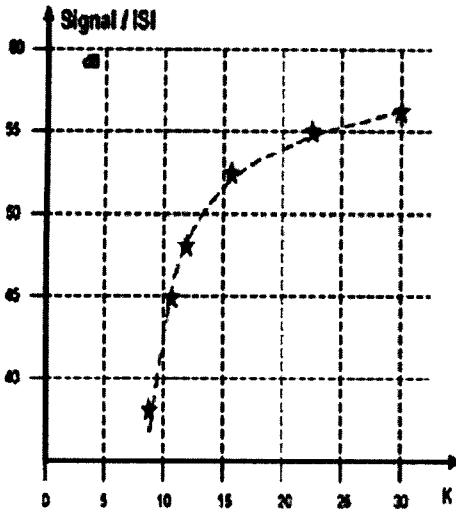
에서의 웨이블렛의 전이를 나타내는 전이계수 " b "와의 합성을 통해 다음과 같이 웨이블렛 집합이 정의된다.

$$\psi_{b,a}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(\omega)|^2 \frac{d\omega}{|\omega|} = C_n < \infty \quad (4)$$

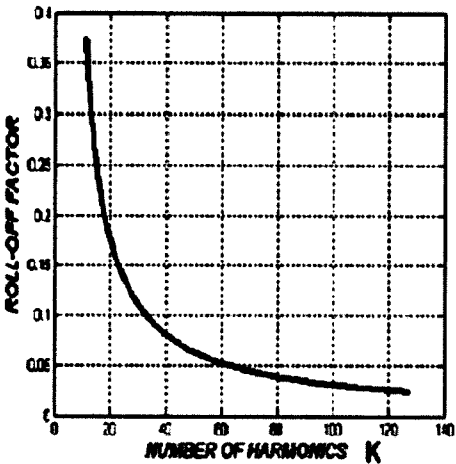
여기서 a 는 압축 계수, b 는 전이 계수이다. 위 웨이블렛 모함수로부터 웨이블렛 계수 a 와 b 를 변화시켜 크기가 다양한 웨이블렛 집합을 구성한다. 웨이블렛을 만족하기 위한 조건은 식 (7)이며, 여기서 $\Psi(\omega)$ 는 웨이블렛 $\psi(\omega)$ 의 푸리에 변환이다. 이 조건을 만족하기 위해서, $\Psi(\omega=0) = 0$, $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t)dt = 0$ 이 성립되어야 한다. 압축 계수 a 는 매우 중요한 역할을 하며, 결국 압축 계수 a 에 의한 신호 성분의 분석이라고 정의할 수 있다. WFMT 변조 방식은 다중 반송파를 사용하는 시스템으로 식 (4)로 생성되는 웨이블렛 $g(nT)$ 이 필요하다. 여기서 T 는 전송 주기(chip period)이다. 웨이블렛은 진폭, 짝수, 유한한 길이 NT 등의 요구 사항들을 만족하게 설계되어야 하고, $T_0 = NT/L$ (N, L 은 정수, 즉, $\kappa_s(nT_0) = g * g_{-}(nT_0) = \delta(n)$)의 다중 신호들이 직교하면서 전송되도록 해야 한다. 실용적인 FMT 변조 방식은 참고문헌 [14]의 $K=11$ 성분으로 구성된 웨이블렛을 사용한다. 이 작은 주파수 성분들이 웨이블렛 합성 과정에서 IDFT(또는 IFFT)를 사용을 가능하게 한다. $F=1/NT$ 를 갖는 $g(nT)$ 의 N 포인트 DFT는 $G(k) = G(kF)$ 로 표기한다. 즉, 웨이블렛은 영이 아닌 주파수 성분 K 를 갖는다. 더 나아가서 이 디자인에서 $K=L+3$ 으로 선택한다. OFDM와 다르게 WFMT 변조 방식에서 부채널의 수 M 은 IFFT/FFT 포인트의 수 N 보다 상당히 작다. K 의 수는 생성된 웨이블렛의 품질로도 정의하는데, 특히 부채널의 웨이블렛과 대역 사이의 ISI이다. Roll-off factor β 에 의한 WFMT 부채널의 대역 손실은 다음과 같다.

$$M \leq \frac{N}{K}, \quad \beta = 2 \frac{\Delta f}{R_s} \quad (5)$$

여기서 Δf 는 초과 대역 너비이고, R_s 는 심볼 비율이다. WFMT 변조 방식에서 roll-off factor는 β 의 단



(a) WFMT 부채널의 Roll-off factor
(a) Roll-off factor of WFMT subchannel



(b) 부채널에서 웨이블릿간의 ISI
(b) ISI of wavelet

그림 2. WFMT 변조 방식에서 웨이블릿의 특성
Fig. 2. Wavelet characteristic in WFMT modulation.

순한 식으로 계산된다. 웨이블릿 사이의 ISI 레벨은 웨이블릿 성분의 수가 증가함으로써 급격히 줄어든다.

만약 탭 진폭 α_p 를 갖는 이산 시간 기저 대역 채널 모델을 가정한다면, 잡음이 없을 때 수신된 신호는

$$y(nT) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} a^{(k)}(lT_0) e^{j\frac{2\pi}{L}(Kk+k_0)l} g_{EQ}^{(k)}(nT - lT_0) \quad (6)$$

이 된다. 여기서 k 번째 부채널 등가 임펄스 응답은 식 (7)이다.

$$g_{EQ}^{(k)}(nT) = \sum_{p=0}^{N_p} \alpha_p g(nT - pT) e^{j\frac{2\pi}{N}(Kk+k_0)(n-p)} \quad (7)$$

무선에서는 채널 탭이 독립적이고, 평균은 0이고, 플랫 페이딩으로 가정한다.

수신기에서 WFMT 신호는 부채널 웨이블릿의 복조를 구현하는 분석 필터뱅크에 의해 처리된다. 부채널 웨이블릿의 분석은 FFT에 의한 주파수 성분의 분석으로 제공된다. 주파수 선택적 채널에 의해 발생하는 왜곡을 보상하기 위해 간단한 등화 기술을 사용한다.

수신기 front-end는 정합 필터뱅크로 구성된다. 필터는 등가된 부채널 응답으로 정합된다. k 번째 필터 출력 샘플은

$$z^{(k)}(mT_0) = e^{-j\frac{2\pi}{N}(Kk+k_0)m} \sum_n y(nT) g_{EQ}^{(k)*}(nT - mT_0) + \eta^{(k)}(mT_0) \quad (8)$$

이다. 여기서 $\eta^{(k)}(mT_0)$ 은 가우시안 잡음이다.

$$z^{(k)}(mT_0) = a^{(k)}(mT_0) \kappa_{EQ}^{(k)}(0) + \sum_{l \neq m} a^{(k)}(lT_0) e^{j\frac{2\pi}{L}(Kk+k_0)(l-m)} \kappa_{EQ}^{(k)}(mT - lT_0) + ICI^{(k)}(mT_0) + \eta^{(k)}(mT_0) \quad (9)$$

여기서 첫 번째 항은 유효 데이터, 두 번째 항은 ISI, 세 번째 항은 ICI이다.

간단한 검출을 위해 웨이블릿이 짧은 주기를 갖는다고 가정하면, 위의 식은 여전히 NT 와 같은 시간 지원을 갖는 등가 임펄스 응답을 갖는다. 그러면 정합된 필터링 동작이 주파수 영역에서 다음과 같이 일어난다.

$$z^{(k)}(mT_0) = e^{-j\frac{2\pi}{N}(Kk+k_0)m} \sum_{n=Kk+k_0}^{K(k+1)+k_0-1} Y_m(n) G_{EQ}^*(n) \quad (10)$$

$$Y_m(n) = DFT\{y(jT + mNT), k = 0, \dots, N-1\} \\ n = 0, \dots, N-1 \quad (11)$$

즉, $Y_m(n)$ 은 N 샘플을 갖는 m 번째 수신된 블록의 DFT이고, $G_{EQ}(n)$ 은 등가된 채널 응답의 DFT이다. 이 간략화 된 정합된 필터 수신기를 그림 3에 보

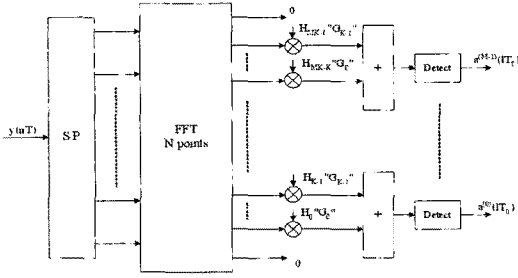


그림 3. WFMT 변조 방식의 수신기 블록 구성도
Fig. 3. Receiver block diagram of WFMT modulation scheme.

였다. 만약 대역 KF 가 플랫 페이딩 채널이라면 부채널 k 안에 단일 채널 가중치 $H^{(k)}$ 를 선택할 수 있다.

III. ICI, ISI, PAPR, 도플러 효과

WFMT 기술의 가장 주요한 장점 중 하나는 부채널 간에 ICI 레벨이 낮다는 것이다. 왜냐하면 각각 다른 부채널들의 웨이블릿은 서로 겹치지 않은 주파수 성분들로 구성되기 때문이다.

부채널 신호 전력 P_{WFMT} 와 주파수 오프셋 F_{OFF} 의 함수로 ICI 전력 P_{ICI} 를 정의할 수 있다.

$$P_{ICI} = \lambda P_{\min} \frac{\Delta f}{W} + \alpha P_{WFMT} \frac{F_{OFF}}{W} \quad (12)$$

여기서 $W = K/T$ 는 서브 채널 대역 너비, P_{\min} 은 오버랩된 신호들의 가장 최소 전력 포인트, α , λ 는 간섭 계수이다.

$$\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S(\omega + W + F_{OFF}) d\omega,$$

$$\lambda = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S(\omega + W) d\omega.$$

여기서 $S(\omega)$ 는 부채널의 스펙트럼이다.

반송 주파수 오프셋이 있는 경우에 SNR_{ICI} 의 감쇄 D_{ICI} 는 식 (13)으로 표현된다.

$$D_{ICI} = 10 \log \left(1 + \frac{\alpha P_{WFMT} F_{OFF}}{\lambda P_{\min} \Delta f} \right). \quad (13)$$

정규화된 반송 주파수 오프셋 함수 ε 를 넣으면 ($\varepsilon = F_{OFF}T$, $\Delta f = 3/T$)

$$D_{ICI} = 10 \log \left(1 + \frac{\alpha P_{WFMT} \varepsilon}{\lambda P_{\min} 3} \right). \quad (14)$$

OFDM과 SC(Single Carrier) 시스템의 성능에 위상 잡음 영향의 정의에 관한 간략화 된 식은 참고문헌 [8]에 제안되어 있다. 간략한 식을 사용하면

$$D \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{11}{60} (4\pi N \psi) SNR_0, \text{ OFDM} \quad (15)$$

$$D \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{60} (4\pi \psi) SNR_0, \text{ SC} \quad (16)$$

여기서 ψ 는 위상 잡음 선 너비와 관련되고, $\psi = \sigma T$ (σ 는 잡음 선 너비)이다.

WFMT의 경우에 위상 잡음의 함수에 따른 SNR 감쇄 상수 D_{PN} 은 다음과 같은 간단한 수식으로 계산된다.

$$D_{PN} \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{11}{60} (4\pi K \psi) SNR_0 \quad (17)$$

WFMT 변조 방식과 OFDM 또는 DMT 변조 방식에서 SNR 감쇄를 비교하면

$$D_{PN}/D = \frac{K}{M} = \frac{1}{M} \quad (18)$$

식 (28)에서 보이듯이 OFDM 변조 방식보다 위상 잡음에 더 잘 견딘다.

ISI는 웨이블릿의 K 주파수 성분 사이에 직교성을 깨뜨림의 결과로 나타난다. 참고문헌 [17]에서 OFDM과 단일 캐리어 변조에서 SNR의 감쇄 1141를 위한 간단한 표현이 제안되었다.

$$D \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{3} (\pi N \varepsilon)^2 SNR_0, \text{ OFDM} \quad (19)$$

$$D \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{3} (\pi \varepsilon)^2, \text{ SC} \quad (20)$$

여기서 SNR_0 은 캐리어 주파수 오프셋($\varepsilon = 0$)이 없을 때 SNR의 값이다. WFMT 변조 방식의 부채널에서 웨이블릿 성분의 주파수 시프트의 결과로서 나타나는 SNR 감쇄 D_{ISI} 의 값을 쓸 수 있다.

$$D_{ISI} = \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{3} (\pi K \varepsilon)^2 SNR_0$$

WFMT 변조 방식과 OFDM 변조 방식에서 SNR을 비교하면

$$D_{ISI}/D = \left(\frac{K}{N}\right)^2 = \frac{1}{M^2} \quad (21)$$

이다. 여기서 M 은 WFMT 부채널의 수이다.

WFMT 변조 방식에서 PAPR은 OFDM 변조 방식보다 크게 나타난다. WFMT 신호에서 PAPR 특성을 결정짓는 것은 웨이블릿의 선택이다. WFMT 변조 방식과 OFDM 변조 방식이 동일한 IFFT 포인트를 가질 때 시간 영역에서 두 신호 모두 불안정한 진폭 변화로 인해 피크 전력을 갖게 된다. 이 때 OFDM 변조 방식은 최대 전력이 참고문헌 [2]~[5]에 보듯이 IFFT 포인트 수의 제곱에 비례하여 얻어지지만, WFMT 변조 방식 같은 경우는 웨이블릿의 가중치로 인해 최대 전력이 매우 커지게 된다. WFMT 변조 방식에서 최대 전력은 다음과 같이 구해진다. 여기서 $x(t)$ 는 식 (3)에서 표현된 IFFT 후 시간 영역에서의 신호이다.

$$P_{peak} = \max |x(t)|^2 = |G(m)NA|^2.$$

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = GMKA^2.$$

여기서 $G(m)$ 은 m 번째 최대 전력을 갖게 하는 웨이블릿의 가중치이다. 따라서 WFMT의 최대 PAPR은 다음과 같다.

$$P_{WFMT,max} = \left(\sum_{i=1}^N G(m)A\right)^2 = \frac{1}{2}(G(m)NA_0)^2 = G(m)NP_0.$$

$$PAPR_{max} = \frac{G(m)^2 N^2 P_0}{G_{avg} MKP_0} > \frac{G(m)^2}{G_{avg}} N. \quad (22)$$

WFMT 변조 방식에서 $MK < N$ 이 되므로 최대 PAPR은 G_{avg} , M , K 에 따라 변하게 된다.

기지국으로 송신되는 반송파 주파수가 f_c 이고, 이동국이 v 의 속도로 수신파에 대해 θ 의 각도로 움직이고 있는 경우에 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \left\{ x(t) \cdot e^{j2\pi f_c t} + n(t) \right\} \cdot e^{j2\pi \left(f_c - \frac{v}{\lambda} \cos \theta \right) t}. \quad (23)$$

따라서 수신되는 신호의 주파수 $f_r = f_c \pm f_d$ 가 된다. 여기서 f_d 는 도플러 주파수이다. 도플러 주파수

는 다음과 같이 정해진다.

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (24)$$

여기서, v 는 이동국의 속도이고, $\lambda = c/f_c$ (c 는 빛의 속도)이다.

도플러 천이 현상은 다중 반송파에서 반송 주파수 오프셋과 같게 작용하므로 시스템에 영향을 준다. WFMT 변조 방식에서 채널을 통과한 후 수신된 신호 식 (23)과 같다. Cyclic prefix를 제거하고, FFT를 통과한 후 k 번째 부반송파에서 신호는 다음과 같다.

$$z^{(k)}(mT_0) = a^{(k)}(mT_0) \kappa_{EQ}^{(k)}(0) \cdot e^{j2\pi(\pm f_d)nT_x}$$

$$+ \sum_{l=m} a^{(k)}(lT_0) e^{j\frac{2\pi}{L}(Kk+k_0)(l-m)(\pm f_c)} \kappa_{EQ}^{(k)}(mT - lT_0)$$

$$+ ICI^{(k)}(mT_0) \cdot e^{j2\pi(\pm f_d)nT_x} + \eta^{(k)}(mT_0) \cdot e^{j2\pi(\pm f_d)nT_x} \quad (25)$$

여기서 채널 응답 $h(n)=1$ 로 가정한다. 위의 식은 복조된 후 4가지 성분으로 나뉜다. 첫 번째 항은 복원된 신호에 도플러 주파수 천이가 일어나면서 위상 회전이 일어나는 항이고, 두 번째 항은 완벽한 등화가 이뤄지지 않아 다른 주파수 성분이 내 신호에 영향을 주면서 그 값에 위상 회전이 일어나는 항이며, 세 번째 항은 ICI 값들이 도플러 천이 주파수 형태를 갖고 더해지는 항이고, 마지막 항은 도플러 성분을 포함하는 가우시안 잡음이다.

IV. WFMT 변조 방식의 성능 평가

각 시스템의 시뮬레이션 조건은 기본적으로 QPSK 맵핑 신호와 $N=128$ 을 사용하고, AWGN 채널을 고려한다. 또한, 비선형 HPA인 SSPA(Solid State Power Amplifier)를 고려하고^[21], 모든 시뮬레이션에서 백오프(back-off)는 0 dB로 한다. WFMT 변조 방식에서는 기본적으로 $N=128$, $M=9$, $K=13$ 으로 고려하고, 웨이블릿 디자인은 그림 3를 기반으로 한다. DMT/OFDM 변조 방식에서는 rectangular 임펄스 응답을 갖고 부채널 펄스 $g(nT)$ 를 기반으로 시뮬레이션 한다.

그림 4는 HPA를 사용하지 않고 위상 잡음이 있는 경우, 세 시스템의 BER 성능 곡선이다. 여기서 위상

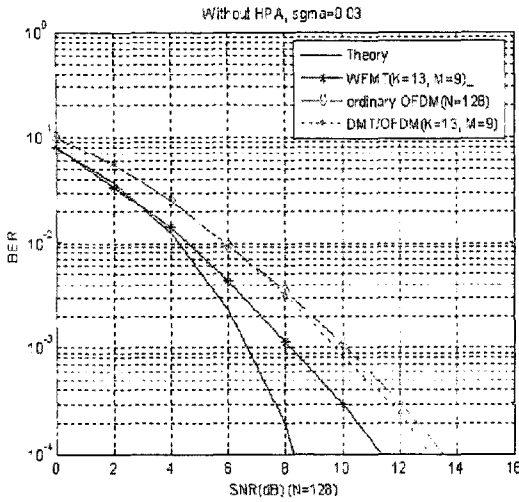


그림 4. 위상 잡음에 대한 각 시스템의 BER 성능
Fig. 4. BER Performance in presence of phase noise.

잡음의 분산 값은 0.03이다. 시뮬레이션 결과에서 보아 알 수 있듯이, WFMT 변조 방식은 4절에 수직적으로 보인 것처럼 일반 OFDM에 비해 위상 잡음과 ICI에 대한 성능이 우수하다. WFMT 변조 방식은 주파수 영역의 신호를 부반송파 개념이 아닌 부채널 개념으로 확장하여 전송하는 것이므로 각 부반송파를 채널로 생각하는 OFDM 변조 방식과의 비교는 적당치 않다. DMT/OFDM 변조 방식은 OFDM 변조 방식의 일종으로 rectangular 임펄스 응답을 갖도록 주파수 영역을 부채널 개념으로 생각하여 전송하는 시스템이다. 그러므로 이 시뮬레이션 결과에서 WFMT 변조 방식과 DMT/OFDM 변조 방식을 비교하면, 본 논문에서 채택한 웨이블릿은 위상 잡음에 대한 시스템 민감도를 DMT/OFDM 변조 방식보다 10^{-3} 에서 약 2 dB 정도 줄인다.

그림 5는 SSPA(Solid State Power Amplifier)를 사용하였을 경우, 각 시스템의 BER 성능 곡선을 보인다. DMT/OFDM 변조 방식과 WFMT 변조 방식은 위상 잡음에 대한 성능은 기본 OFDM 변조 방식보다 좋지만, 다음 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 PAPR 영향으로 인해 BER 성능에 열화가 발생한다. 이미 4절에서 보았듯이 WFMT 변조 방식의 PAPR 값은 OFDM보다 크게 되므로 BER 성능이 많이 나빠지지만 위상 잡음에 의한 성능 감쇄를 줄일 수 있으므로 기본 OFDM 변조 방식보다는 BER 성능면에

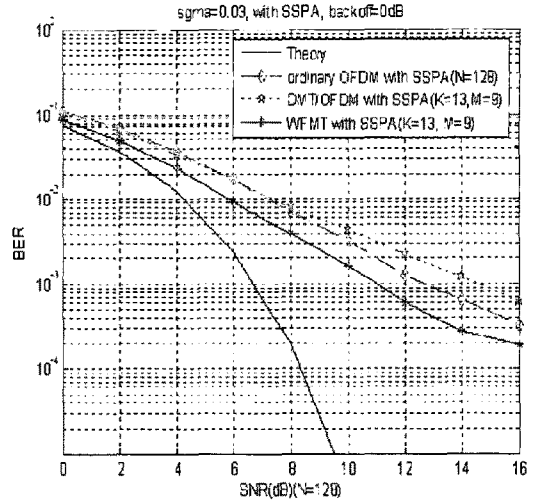


그림 5. SSPA와 위상 잡음에 대한 각 시스템의 BER 성능
Fig. 5. BER in the presence phase noise and SSPA.

서 이득이 있다.

그림 6은 각 시스템의 PAPR 성능을 나타낸다. WFMT 변조 방식은 웨이블릿의 가중치로 인해 최대 전력과 평균 전력이 변하게 된다. DMT/OFDM 변조 방식과 비교하여 2 dB 정도의 성능 열화를 보인다. 이것은 웨이블릿의 가중치가 필터 길이에 따라 증가하게 되게 때문이고, 이 시뮬레이션에서 웨이블릿 가중치를 13개 사용하였을 때 DMT/OFDM 기술에 비해 2 dB 성능이 나빠진다. DMT/OFDM 기술은 rectangular 임펄스 응답을 사용하는데, 이때 rectangular 펄스 길이가 짧을수록 WFMT 변조 방식과 PAPR 측면에서 큰 차이를 보이지 않고, 길이가 길수록 일반 OFDM 변조 방식과 같아진다.

그림 7은 증폭기를 사용했을 때 PAPR 성능에 따른 BER 성능이다. 그림 6의 결과에 따라 세 시스템의 PAPR 값에 의해서 BER 성능이 결정된다. PAPR은 송신기에서 비선형 증폭기 때문에 중요하기도 하지만 이 샘플들이 디지털-아날로그 변환기를 통과할 때 커다란 aliasing을 일으키게 되고, 실제 시스템 구현 시 수신기에서 아날로그-디지털 변환기를 통과할 때 최대 전력이 크게 되면 양자화 잡음을 일으킬 수 있어 매우 중요하다.

그림 8은 증폭기를 사용하지 않고 시스템에 도플러 효과가 작용했을 때 BER 성능 곡선이다. WFMT

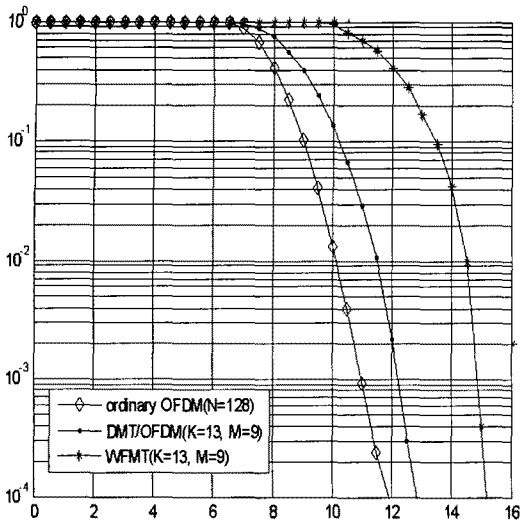


그림 6. PAPR 비교
Fig. 6. PAPR comparison.

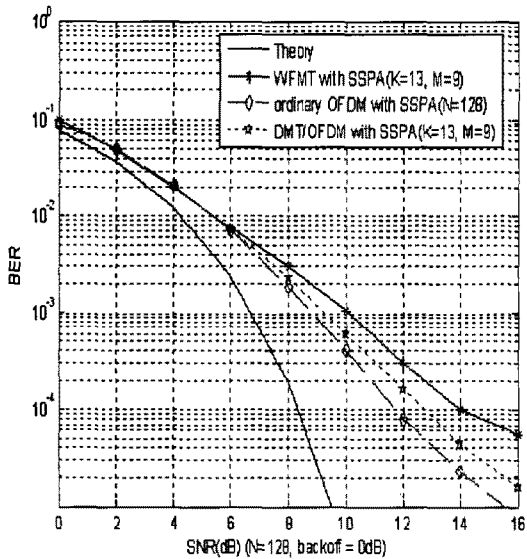


그림 7. SSPA가 있을 때 BER 성능(back-off=0 dB)
Fig. 7. BER performance with SSPA(back-off=0 dB).

변조 방식은 그림 6에 보이는 것처럼 시스템에 반송 주파수 오프셋이 작용하므로, 도플러 효과에 대해서 매우 좋은 성능을 보인다. 증폭기를 고려하지 않을 경우, DMT/OFDM 변조 방식보다는 약 2 dB의 성능 이득을 나타내고, 일반 OFDM 변조 방식보다는 4 dB의 성능 이득을 얻게 된다. 일반 OFDM 변조 방식이나 DMT/OFDM 변조 방식에서는 반송 주파수

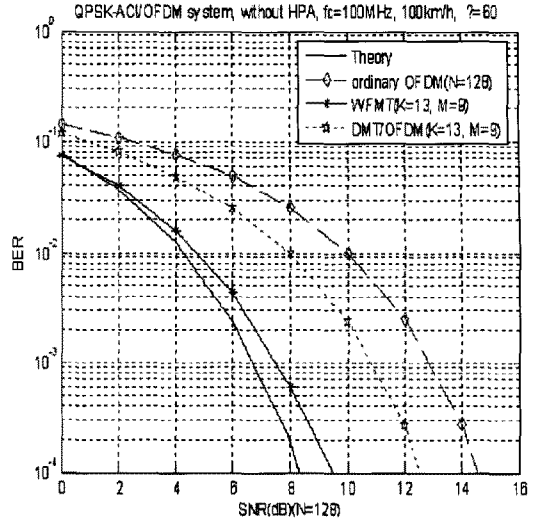


그림 8. 도플러 효과를 고려한 BER 성능(HPA 없을 경우)
Fig. 8. BER performance considering Doppler effect (without HPA).

오프셋이 작음하게 되면 서로 다른 주파수에 영향을 주게 되므로 직교성이 손상되어 시스템 성능이 매우 열화된다.

V. 결 론

본 논문에서는 WFMT 변조 방식의 성능 중에서 캐리어 주파수 오프셋과 위상 잡음의 영향에 대해 조사하고, 또한 웨이블릿에 선택에 따른 시스템의 PAPR 성능을 비교하였다. 그리고 도플러 천이 상황을 고려하여 WFMT 변조 방식과 OFDM/DMT, OFDM 기법의 성능을 평가하였다. 위상 잡음에 대한 시뮬레이션 결과에서 본 논문에서 채택한 웨이블릿은 위상 잡음에 대한 시스템 민감도를 DMT/OFDM 변조 방식보다 약 2 dB 정도 줄인다. PAPR 성능 평가 시뮬레이션에서 보면 WFMT 기술은 DMT/OFDM 변조 방식과 비교하여 2 dB 정도의 성능 열화를 보인다. 이것은 웨이블릿의 가중치 또한 FFT 프로세서를 이용하기 때문에 필터 길이에 따라 가중치가 증가하게 되기 때문이다.

또한, 본 논문에서는 도플러 효과에 대한 WFMT 변조 방식의 성능을 평가하였다. WFMT 변조 방식에서는 주파수 천이가 일어나도 부채널을 확장 효과

로 인해 수신기에서 ICI 전력이 확산하여 낮아지게 한다. 시뮬레이션 결과에서 증폭기를 고려하여도 WFMT 변조 방식은 PAPR 값이 높아 비선형 증폭기의 영향을 크게 받지만 다른 두 시스템들 보다 도플러 천이 상황에 덜 민감한 것을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] R. van Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [2] K. Patterson, "Generalized reed-muller codes and power control in OFDM modulation", *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, Issue 1, pp. 104-120, Jan. 2000.
- [3] L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [4] H. Ochiai, H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 89-101, Jan. 2002.
- [5] H. G. Ryu, K. J. Youn, "A new PAPR reduction scheme: SPW(subblock phase weighting)", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, Issue 1, pp. 81-89, Feb. 2002.
- [6] Ana Garcia Armada, "Understanding the effects of phase noise in OFDM", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, pp. 153-159, Jun. 2001.
- [7] H. G. Ryu, Y. S. Li, "Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 41-47, Feb. 2003.
- [8] Yuping Zhao, S. G. Haggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, Jul. 2001.
- [9] J. Shentu, K. Panta, and J. Armstrong, "Effects of phase noise on performance of OFDM systems using an ICI cancellation scheme", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 221-224, Jun. 2003.
- [10] H. -G. Ryu, Y. Li, and J. -S. Park, "An improved ICI reduction method in OFDM communication system", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 3, p. 400, Sep. 2005.
- [11] G. Cherubuni, E. Eleftherious, and S. S. Oelser, "Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscribe lines", *IEEE JAC*, pp. 1016-1028, Jun. 2002.
- [12] A. Tonello, "Exact matched filter performance bound for filtered multitone modulation in fading channels", *Proc. of WPMC 2003*, Yokosuka, vol. 3, pp. 361-365, Oct. 2003. And Full paper to appear in *IEEE Trans. on Wireless Comm.*
- [13] R. Vitenberg, M. Ryoo, "A practical realization of FMT modulation preliminary results", *Contribution to Committee T1-Telecommunications, T1E1.4/ 2003-213*, Montreal, Aug. 2003.
- [14] A Tonello, Roman M. Vitenberg, "An efficient wavelet based filtered multitone modulation scheme", *ISSPIT 04 ITALY*, ROME, Dec. 2004.
- [15] Roman M. Vitemberg, "Method and system for transmission of information data over communication line", *US Patent Application 20050047513*.
- [16] Andrea Tonello, Roman M. Vitenberg, "An efficient wavelet based filtered multitone modulation scheme", *WPMC 2004-Albano Terme*, Italy, Sep. 2004.
- [17] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise", *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 43, Issue 234, Feb./Mar./Apr. pp. 191-193, 1995.

김 선 애



2005년 8월: 충북대학교 전기전자
컴퓨터공학부 (공학사)

2005년 9월~2007년 8월: 충북대학
교 전자공학과 (공학석사)

2008년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 박사과정

[주 관심분야] 무선 통신 시스템,
위성 통신, B3G/4G 시스템, 전력선 통신 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 교수

2002년 3월~2004년 2월: 충북대학
교 컴퓨터정보통신연구소 소장

1996년~현재: IEEE, IET 논문 심
사위원

2002년: 한국전자파학회 학술상 수
상

[주 관심분야] 이동 통신 시스템, 위성 통신, B3G/4G 시스
템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리