

Microwave 채널환경에서 BL-PSF를 적용하는 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 성능분석

정회원 안준배*, 양희진*, 오창현**, 조성준***

Performance Analysis of OFDM/QPSK-DMR System Using BL-PSF over Microwave Channel Environments

Jun-bae Ahn*, Hee-jin Yang*, Chang-heon Oh**, Sung-joon Cho*** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 microwave 채널 환경에 적합한 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 DMR(Digital Microwave Radio) 시스템 구조를 제안하고 시스템 성능을 분석하였다. 기존의 단일 반송파 방식의 DMR 시스템은 High-level QAM 변조 방식을 사용하며 시스템 구성이 복잡하고, 페이딩 채널에 매우 민감한 특성을 갖기 때문에 전송 용량의 한계가 발생한다. 따라서 이러한 문제점을 극복하기 위한 방안으로 페이딩 채널에 강한 OFDM 방식이 연구되어 왔다. 본 논문에서는 기존 OFDM에서 사용된 windowing 방식 대신 BL-PSF(Band-Limited Pulse Shaping Filter)를 이용함으로써 GI/GB(Guard Interval/Guard Band) 등의 잉여 데이터 사용을 지양하여 전송용량을 향상시킬 수 있도록 하였으며, IFFT/FFT 블록의 이용효율을 개선시킬 수 있도록 하였다. 본 논문에서는 microwave 채널 환경에 대해 단일 반송파 방식의 DMR 시스템과 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 성능을 시뮬레이션하여 비교분석하였다. 그 결과, 제안하는 DMR 시스템은 부 반송파의 수가 많아질수록 단일 반송파 방식의 DMR 시스템보다 우수한 fade margin 을 갖는 것을 알 수 있었다.

Key Words : OFDM/QPSK; BL-PSF; DMR; Notch Fading; Microwave.

ABSTRACT

In this paper, the DMR(Digital Microwave Radio) system-based OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) scheme in microwave channel environments has been proposed and system performances have been evaluated. The existing single carrier DMR system has a complex system structure due to using high-level QAM(Quadrature Amplitude Modulation) modulation scheme and so channel capacity is limited by sensitive effects from fading. Therefore, in the proposed DMR system, it uses that the OFDM scheme for enhancement of fading distortion and also uses that the band-limited pulse shaping filter instead of windowing for no additional data such as GI/GB and for using efficient of IFFT/FFT block. The performance of OFDM/QPSK-DMR system and single carrier DMR system are analysed by computer simulation using two-ray model under the microwave channel environments. The computer simulation results confirm that the fade margin of the proposed OFDM/QPSK-DMR system is highly increased as the number of sub-carriers is larger.

I. 서론

급증하는 무선 통신 서비스의 수요와 다양한 멀티

미디어 서비스의 이용이 늘어남에 따라 무선 통신 시스템은 대용량 고속 전송 서비스로 발전하게 되었다^[1].

* (주)솔라테크 (jbahn@st.co.kr), ** 한국기술교육대학교, *** 한국항공대학교
 논문번호 : 040107-0308, 접수일자 : 2004년 3월 9일

이에 따라 광 통신 네트워크도 동기식 광 통신망(SONET : Synchronous Optical Network)으로 발전하게 되었다^[2]. 이러한 광 통신망에서 단일화된 광 전송 인터페이스를 기반으로 하는 무선 전송 시스템은 경로 계층(path layer)에서 payload의 신뢰성 있는 정보 전송을 보장할 수 있어야 한다. 이에 적합한 무선 전송 장비로 DMR 시스템이 많이 사용되고 있으며 일반적으로 단일 반송파방식을 사용해 왔다^{[3],[4]}.

그러나 기존의 단일 반송파를 사용한 DMR 시스템에서는 high-level QAM 변조 방식을 사용하기 때문에 시스템 구성이 복잡하며, 페이딩 채널에 매우 민감한 특성을 갖기 때문에 전송용량의 한계가 발생한다. 이와 같은 문제점을 극복하기 위한 방안으로 DMR 시스템에 고속 데이터 전송에 적합한 MCM(Multi-Carrier Modulation) 방식의 일종인 OFDM의 활용에 대해 연구되었다^[5].

OFDM 방식은 무선 채널 환경에서 고속 데이터 전송 시 발생할 수 있는 주파수 선택성 페이딩에 대한 심각한 간섭영향(ISI : Inter Symbol Interference)을 줄이기 위해 전송 대역폭을 여러 개의 부 채널로 분할하여 동시에 전송하기 때문에 전송용량을 향상시킬 수 있는 시스템이다. 또한 base-band 에서 IFFT/FFT(Inverse Fast Fourier Transform / Fast Fourier Transform) 사용으로 변·복조과정을 수행할 수 있으며, 무선 채널 상에서 페이딩의 영향을 경감시키기 위해 사용되는 등화기를 간단하게 구현 할 수 있는 구조적인 장점을 가지고 있다^[6]. 이러한 OFDM 방식의 특성을 이용하는 DMR 시스템은 ACI(Adjacent Channel Interference)의 영향을 줄이기 위해 여러 가지 펄스 성형(waveform shaping)기법을 사용하며, 크게 두 가지 방식으로 구분된다. 첫째, band-limited Orthogonal 원리에 의한 band-limited MCM 방식이다^{[7]-[9]}.

이 방식은 IFFT 입력단으로 들어오는 각각의 신호에 대해서 base-band filter로 펄스 성형을 수행하여 대역효율을 향상시킬 수 있도록 한 방식이다. 그러나 IFFT 크기에 해당하는 filter 수가 요구되기 때문에 시스템의 구현이 복잡한 단점이 존재한다. 두 번째는 time-limited MCM 방식으로 일반적인 OFDM 방식에서 사용되는 windowing 기법이 여기에 속한다^{[10]-[12]}. 이 방식은 GI(Guard Interval)와 cyclic extension 기법을 사용하여 시변(time variable)채널 특성으로 인해 발생할 수 있는 간섭영향(ISI)과 ICI(Inter Carrier Interference)를 줄일 수 있도록 하였다. 그러나 잉여 데이터의 사용으로 전송효율이 떨어지는 단점이 존

재한다. 또한 IFFT 입력 단에 GB(Guard Band)를 위한 영 삽입(zero insertion)과 windowing 기법을 사용하여 IFFT 블록의 이용효율을 감소시키는 결과를 초래한다. 이와 같이 고속 데이터 전송을 위한 DMR 시스템에 일반적인 OFDM 방식을 적용할 경우, GI/GB 등의 사용으로 인해 시스템의 전송효율 및 이용효율이 떨어지는 단점이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 OFDM 방식을 이용하는 DMR 시스템에서 전송효율을 감소시키는 잉여 데이터의 사용을 지양하고 시스템 이용효율을 향상시킬 수 있는 방안으로 microwave 채널 특성에 적합한 OFDM/QPSK-DMR 시스템을 제안하고 이 시스템의 성능을 분석한다. 본 논문의 구성은 제 2 장에서 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 원리 및 특징에 대해 살펴보고, 시스템 구조를 분석한다. 제 3 장에서는 대역효율을 향상시키기 위해 사용되는 BL-PSF의 특성을 설명하고 제 4 장에서는 제안하는 시스템의 성능을 분석한다. 제 6 장에서는 성능분석 결과를 통해 결론을 맺는다.

II. OFDM/QPSK-DMR 시스템

장거리 전송 시스템은 광 전송 방식과 DMR 시스템 방식이 상호 보완적 관계를 유지하면서 발전해 왔다. 이에 DMR 시스템은 설치, 운용, 유지보수 측면에서 광 전송 방식보다 우월성을 지니고 있으나, 기상 이변 또는 다중 경로에 따른 페이딩의 영향을 받아 시스템의 성능 또는 가용도(availability)가 줄어드는 단점이 있다. 이러한 DMR 시스템은 오늘날 신뢰성이 높은 digital radio 시스템으로 발전을 거듭하였으며, multi-level QAM, multi-carrier 방식을 주로 사용하여 SDH(Synchronous Digital Hierarchy)등의 전송 속도를 수용하고 있다.

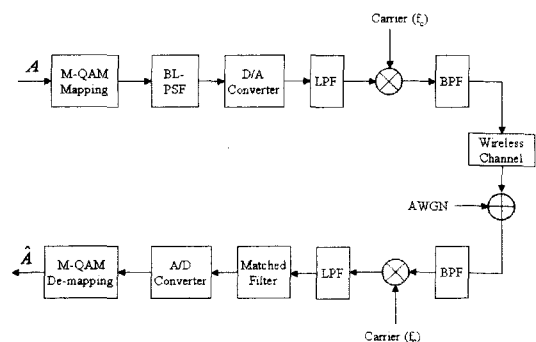


그림 1. 단일 반송파 방식의 DMR 시스템 블록
Fig. 1. Block diagram of single carrier-DMR system.

그림 1은 단일 반송파 방식의 DMR 시스템 블록을 나타낸 것으로 각종 변조방식에 의해 변조 매핑 된 후 대역 제한을 위한 디지털 필터를 사용하고 D/A 변환 과정을 거쳐 대략 2~18 GHz 의 반송파 주파수를 이용하여 데이터를 전송한다. 일반적으로 QPSK DMR 시스템은 페이딩 극복을 위해 13TAP 정도의 등화기를 사용하나 본 논문에서는 BL-PSF 자체의 fading 성능을 분석하기 위해 본 블록에서 등화기를 삭제 하였다.

그림 2는 windowing을 사용하는 일반적인 OFDM/QPSK-DMR 시스템 블록을 나타낸 것이다. 일반적으로 OFDM/QPSK 시스템은 페이딩 극복을 위해 FFT 후단에 ITAP 등화기를 사용하나 본 논문에서는 등화기 없이 fading 성능을 분석하기 위해 본 블록에서 등화기를 삭제 하였다.

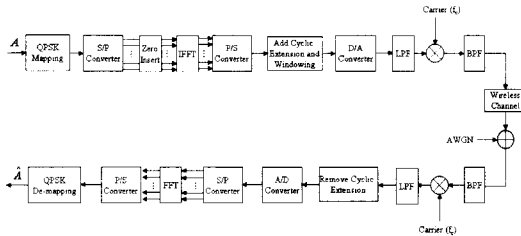


그림 2. Window 방식의 OFDM/QPSK-DMR 시스템 블록
Fig. 2. Block diagram of OFDM/QPSK-DMR system using window method.

기존 OFDM 방식은 windowing과 cyclic extension을 사용하고 GI/GB 등의 전송 데이터 이외의 잉여 데이터를 전송하기 때문에 DMR 시스템을 기존 OFDM 방식에 적용할 경우 시스템 효율이 감소하는 문제점이 발생하게 된다.

이와 같은 전송효율 문제를 극복하기 위해서는 기존 OFDM 방식에 사용되었던 windowing 대신 단일 반송파 방식에서 사용되었던 BL-PSF를 이용한다면 잉여 데이터의 사용을 지양할 수 있다. 그림 3은 BL-PSF를 적용하는 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 블록구조를 나타낸 것이다. 각 블록의 처리과정을 간략 살펴보면, DMR 시스템으로 입력되는 2진 비트열 A는 QPSK 변조 매핑 과정을 통해 변조된 후 직렬 병렬 변환기를 사용하여 N개(IFFT 크기)의 심볼 열을 병렬로 변환시킨다. IFFT 블록을 통해서 각 병렬 심볼에 부 반송파가 곱해지고 주파수 축 상에서는 간섭이 미치지 않도록 중첩하여 배치시킨다. 이와 같은 신호처리는 기본적인 OFDM 시스템의 IFFT 연산 과정과 동일하다. 단, 전송 효율과 대역 효율을 향상시

키기 위해 별도의 GI와 cyclic extension을 사용하지 않았으며, ACI를 감소시키기 위한 영 삽입(zero insertion)을 하지 않았다. 이와 같은 처리 과정을 거친 신호는 아날로그 변환되고 반송파 주파수(2~18 GHz)를 사용하여 무선 채널로 전송하게 된다.

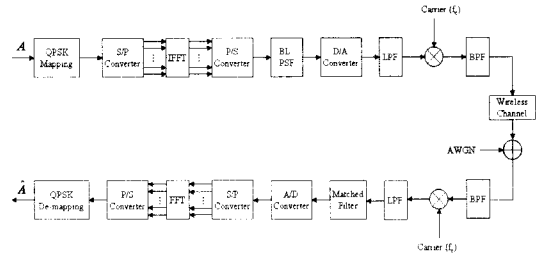


그림 3. BL-PSF를 적용하는 OFDM/QPSK-DMR 시스템 블록
Fig. 3. Block diagram of OFDM/QPSK-DMR system using BL-PSF.

그림 3에서 DMR 시스템으로 입력되는 2진 비트열(A=[a[nT_s], b[nT_s] ∈ [±1])은 QPSK 변조 매핑 과정을 통해 d[nT_s] 심볼로 변조된다. d[nT_s] 심볼은 아래의 식과 같이 2차원 신호형태(real, image)를 갖는 복소(complex)신호이며 T_s의 심볼시간(symbol time)을 갖는다.

$$d[nT_s] = a[nT_s] + jb[nT_s] \quad (1)$$

위 심볼은 S/P 변환 과정을 거쳐 IFFT 연산을 취하게 된다. 이때 IFFT 입력으로 GB를 위한 영 삽입을 수행하지 않고 IFFT 블록을 OFDM 변조에 모두 사용하여 시스템의 이용 효율을 향상시켰다. 또한 microwave 채널은 전송 대역폭에 비해 다중파 지연 시간이 매우 작기 때문에 기존 OFDM 시스템에 사용되었던 GI와 cyclic extension 방식은 사용하지 않는다. GI은 한 개의 심볼 시간 보다도 작으면 필요 없다. 본 논문에서 심볼 시간은 1/25.92 Msps = 38.58nsec이고 전파지연시간은 6.3nsec로 보았기 때문에 굉장히 작아 전송효율을 높이기 위해 GI를 삭제 하였다. 이에 따른 ISI는 등화기를 사용하여 제거하여야 하나 본 논문의 특징은 등화기를 적용하지 않았을 경우 QPSK와 OFDM/QPSK의 비교이므로 등화기의 사용은 하지 않는다.

IFFT의 출력신호 x[kT_s]를 정의하면 다음과 같다.

$$x[kT_s] = \sum_{n=0}^{N-1} d[nT_s] e^{-j2\pi f_c nT_s}$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2)$$

$$f_n = n/NT_s = n/T_{sym}$$

여기서 N 은 IFFT 크기이며 n, k 는 각각 IFFT 입·출력의 시간지수(time index)를 나타낸다. 그리고 T_{sym} 은 OFDM 심볼시간(symbol time)에 대한 단위 시간을 의미한다. OFDM 변조된 출력신호는 P/S 변환과정을 거쳐 BL-PSF의 입력으로 들어가 필터의 시간 응답(impulse response)인 $h[kT_s]$ 와 Convolution 연산(⊗)을 수행하게 된다^[13].

$$y[kT_s] = x[kT_s] \otimes h[kT_s] \quad (3)$$

$$\equiv \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[m(T_s/M)]h[k(T_s/M) - m(T_s/M)]$$

위 식에서 M 은 과샘플(over sample)지수이다. 본 논문에서는 스펙트럼의 확산을 막아 전송대역을 제한하고 부호간 간섭(ISI)을 경감시키기 위한 BL-PSF로 raised cosine filter 를 사용한다. 이와 같은 필터를 통과한 신호 $z[kT_s]$ 는 D/A 과정과 LPF(Low Pass Filter)를 거쳐 2~18 GHz의 반송파(f_c)로 전송된다. 전송 신호 $s(t)$ 는 아래의 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \text{Re}\{y(t)e^{-j2\pi f_c t}\} \quad (4)$$

이렇게 전송되는 송신신호는 무선채널을 통과하며, 페이딩과 잡음 등의 영향을 받고 수신되게 된다. 수신 과정을 간략 설명하면, base-band 단에서 FFT 이전에 matched filter 와 A/D 변환과정을 통해 펄스 성형(waveform shaping)된 디지털 신호에서 송신신호의 샘플율(sample rate = R_s)과 동일하게 데이터를 추출해 내고, FFT 과정과 QPSK 복조 매핑 과정을 통해 원 신호를 복원해 낸다. 단, 수신 신호는 채널에 대한 왜곡의 영향이 없고 잡음에 대한 영향을 무시한다. 수신 안테나로 들어오는 수신 신호 $s(t)$ 는 BPF(Band Pass Filter)를 통해 잡음을 억제시키고 송신단과 동일한 주파수 f_c 로 동기 검파를 수행한 후 LPF 과정을 통해 base-band 신호 $z(t)$ 를 추출해 낸다. 그리고 $z(t)$ 는 수신단의 matched filter의 시간 함수 $h(-t)$ 와 Convolution 연산을 수행하며 A/D 변환을 위해 T_s 구간동안 적분을 취한 후, T_s 간격으로 샘플을 취하여 이산적인 데이터 값을 추출한다. 이에 대한 수식적 정의는 다음과 같이 정의된다.

$$\hat{x}(t) = \int_0^{T_s} y(t) \otimes h(-t) dt \quad (5)$$

$$\hat{x}[kT_s] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[mT_s]R[(k-m)T_s] \quad (6)$$

여기서 $R[(k-m)T_s] = h[kT_s] \otimes h[-mT_s]$ 를 나타내며, 다음과 같은 상관 특성을 가진다.

$$R[(k-m)T_s] = \begin{cases} 1, & k=m \\ 0, & k \neq m \end{cases} \quad (7)$$

이때 시간 동기와 주파수 동기는 완벽하다고 가정한다면, 시간 및 주파수 오차 에러(time/frequency offset error)가 존재 하지 않기 때문에 수신 신호는 식 (7)에 의해 $\hat{x}[kT_s]$ 를 정확하게 복원 할 수 있다. 수신단의 FFT 과정을 정의하면 식(8)과 같으며 OFDM 방식의 직교 특성을 이용하여 원래의 전송 심볼을 복원해 낸다.

$$\begin{aligned} \hat{d}[nT_s] &= x[kT_s]e^{2\pi jfnT_s} \\ &= \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} d[nT_s]e^{-j2\pi fnkT_s} \right\} e^{j2\pi fnT_s} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} d[nT_s]\delta[(n-k)T_s] \\ &= d[n], (k=n) \end{aligned} \quad (8)$$

이와 같이 BL-PSF를 적용하는 OFDM/QPSK-DMR 시스템은 일반적인 OFDM 방식에 사용되었던 windowing 대신 BL-PSF를 사용하므로 ACI 방지를 위한 영 삽입(zero insertion)이 필요하지 않기 때문에 구조적으로 매우 간단하다. 그리고 GI와 cyclic extension 기법을 사용하지 않기 때문에 데이터 전송 효율을 향상 시킬 수 있다. 또한 부 반송파의 증가에 대해서 IFFT 블록 크기의 증가를 억제 할 수 있으며, IFFT 블록을 OFDM 변조의 신호처리에 100% 활용할 수 있어 시스템 이용 효율이 높은 장점이 있다.

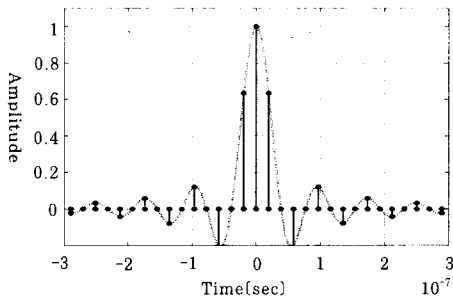
III. BL-PSF 특성

본 논문에서는 무선 채널을 통해 데이터 전송 시, 스펙트럼을 특수한 형태로 정형하는 펄스성형필터(pulse shaping filter)를 사용한다. 펄스성형필터의 전달함수(transfer function)의 형태는 square root raised cosine filter의 형태로 나타내며, 전송되는 펄스의 대

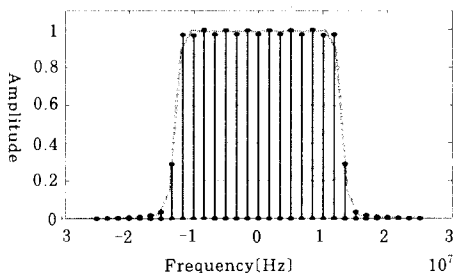
역폭을 제한하면서 부호 간 간섭(ISI)의 영향을 줄여 주는 역할을 한다. 이러한 대역폭 제한은 이상적인 저역 여파 특성을 갖는 필터가 요구된다. 그러나 실제 구현상으로는 이상적인 저역 여파 특성을 실현하는 것이 불가능하므로 실제 전송로에 있어서의 필터 조건을 구할 때, 나이퀴스트 제 1조건을 만족하는 필터를 이용한다. 나이퀴스트 제 1조건을 만족하는 필터 중 가장 대표적인 것이 raised cosine filter이며 이 필터는 roll-off factor 에 대한 스펙트럼 특성을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 필터의 주파수 응답 특성을 위해 2 배의 과샘플(over sample : $T_s/2$)값을 사용하였으며, 각각 raised cosine Filter의 시간 응답 함수와 주파수 전달 함수를 나타내면 다음과 같다^[14].

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s} \frac{\cos(\alpha \pi t/T_s)}{1 - 4(\alpha t/T_s)^2} \quad (9)$$

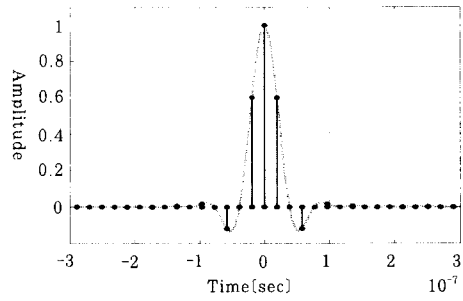
$$H(W) = \begin{cases} T_s & , 0 < W < \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \\ \frac{T_s}{2} \left[1 - \sin\left(\frac{T_s}{2\alpha} \left(W - \frac{\pi}{T_s}\right)\right) \right] & , \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) < W < \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha) \\ 0 & , elsewhere \end{cases} \quad (10)$$



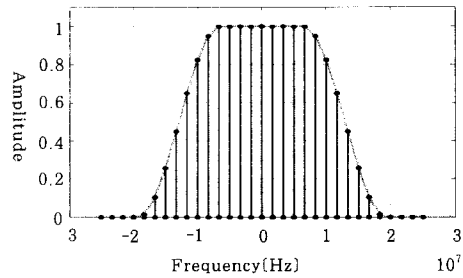
(a) 시간 응답 특성($\alpha = 0.1$)
(a) Time Response($\alpha = 0.1$)



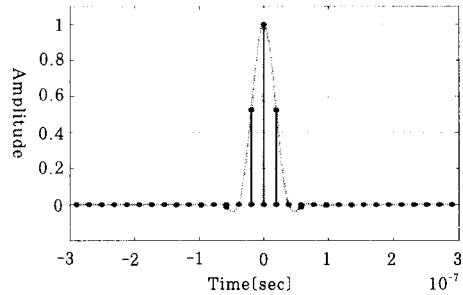
(b) 주파수 응답 특성($\alpha = 0.1$)
(b) Frequency Response($\alpha = 0.1$)



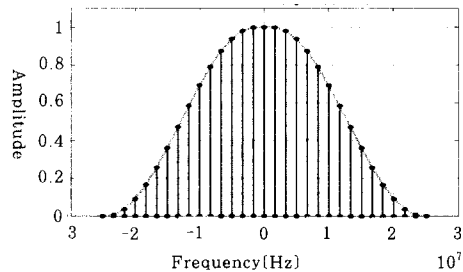
(c) 시간 응답 특성($\alpha = 0.5$)
(c) Time Response($\alpha = 0.5$)



(d) 주파수 응답 특성($\alpha = 0.5$)
(d) Frequency Response($\alpha = 0.5$)



(e) 시간 응답 특성($\alpha = 0.9$)
(e) Time Response($\alpha = 0.9$)

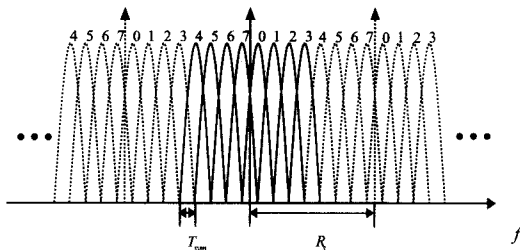


(f) 주파수 응답 특성($\alpha = 0.9$)
(f) Frequency Response($\alpha = 0.9$)

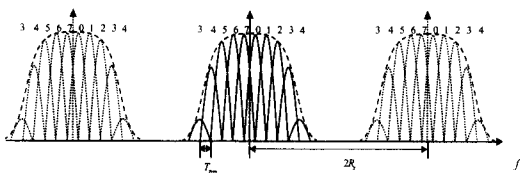
그림 4. Raised cosine filter의 시간 및 주파수 응답 특성
Fig. 4. Time and frequency response of raised cosine filter.

위 식에서 α 는 roll-off factor를 나타내며, $1/(2T_s)$ 에 해당하는 나이퀴스트 주파수(f_s)의 기준을 초과하여 점유되는 초과대역폭(excess bandwidth)에 대한 백분율을 나타낸 것으로 [0~1]사이의 값을 갖는다.

본 논문에서는 51.84 Mbps에 대해 QPSK 변조를 수행하므로 $T_s = 38.58 \text{ nsec}$ 이며, 나이퀴스트 주파수(f_s)는 12.87 MHz가 된다. 그림 4는 위와 같은 조건에 대해, roll-off factor가 각각 0.1, 0.5, 0.9인 경우, raised cosine filter의 시간 응답 특성과 주파수 응답 특성을 나타낸 것으로 2 배의 과 샘플을 한 경우에 대한 것이다. 위 그림들을 관찰해보면 roll-off factor 값이 작을수록 이상적인 LPF의 주파수 특성을 갖는다는 것을 알 수 있다.



(a) 변조기의 IFFT 출력 및 복조기의 A/D 출력 신호 주파수 스펙트럼
(a) Frequency spectrum of IFFT output signal of modulator and A/D converter output signal of demodulator



(b) BL-PSF 출력 신호의 주파수 스펙트럼
(b) Frequency spectrum of BL-PSF output signal

그림 5. 제안하는 DMR 시스템 블록에 대한 주파수 스펙트럼

Fig. 5. Frequency spectrum of proposed DMR system block.

그림 5는 8-FFT를 갖는 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 IFFT 출력 신호에 대한 주파수 스펙트럼과 BL-PSF를 통과시킨 후에 대한 주파수 스펙트럼을 나타낸 것이다. 이때 roll-off factor는 0.5 이고 2 배의 과 샘플(over sample)을 취한 경우이다. 그림 5(b)는 각 부 반송파의 주엽(main lobe)만 표현한 것으로 디지털 필터의 주파수 응답 특성으로 인해 전송 대역

이 제한되어 ACI가 발생하지 않는 것을 알 수 있다. windowing과는 달리 그림 5(b)를 자세 살펴보면 가장자리의 부반송파는 양쪽에 전력이 나뉘어 존재함을 알 수 있다. 따라서 각 부반송파의 신호 전력은 모두 같게 된다. 특 복조시에는 샘플주파수로 샘플링을 하기 때문에 aliasing이 생기게 된다. 이 aliasing으로 인해 가장자리의 각 부반송파는 같은 부반송파끼리 더해져 결국은 그림 5(a)와 같이 일양 분포를 하게 되는 것이 특징이다.

이와 같이 BL-PSF를 적용한 OFDM/QPSK-DMR 시스템은 그림 5와 같이 변복조 스펙트럼 특성이 있으며 pulse shaping을 따로 수행하기 때문에 windowing을 수행하기 위한 영 삽입이 필요하지 않아 잉여 데이터의 사용을 지양할 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과

Microwave 채널 환경 특성은 주로 Rummier의 three-ray 채널 모델을 사용하여 해석한다. 아래의 식에 이러한 채널의 주파수 응답을 정의한다.

$$H(w) = a[1 - be^{-j(w-w_0)\tau}] \quad (11)$$

여기서 w_0 는 notch 주파수를 의미하고 $a=1+\alpha$, $b=-\beta/(1+\alpha)$ 이며 b 는 상대적인 진폭 값으로 [0~1]사이의 값을 갖는다. Microwave 채널은 LOS(Line Of Sight)이고 수십km를 전송하는 장거리 전송용이다. 이 채널에서의 페이딩은 주 경로와 반사 경로와의 합이 되고 microwave의 안테나는 반치 각이 굉장히 작아 2~3[deg]정도 밖에 되지 않는다. 반사파는 위상이 180[deg]차이가 나는 Fresnel zone에 대해 정의를 하며 이 지연은 전송 파장에 대해 반파장의 홀수 배로써 30MHz 대역폭일 경우 통상 11배나 13배 정도 까지 고려한다. Microwave 채널에서 실험적으로 증명된 지연시간(τ)는 $\tau \approx 1/(6BW)$ 의 수식적 관계를 가지고 있다는 것이 알려져 있으며, 통상적으로 30 MHz 대역에 대한 지연시간은 6.3 nsec로 정의되어 있다¹⁵⁾. 따라서 본 논문에서는 51.84 Mbps의 속도에 대해 QPSK 변조를 수행하여 25.92 Msps의 심볼율로 OFDM 변조를 하기 때문에 25.92 MHz의 전송 대역폭(3 dB 대역폭)을 갖는다. 이에 총 전송 대역폭을 대략 30 MHz의 대역으로 정하여 6.3 nsec에 대한 지연시간을 적용한다. 시스템의 성능 분석을 위한 채널 모델은 식 (12)의 a 값을 1로 정

규화(normalized) 시킨 two-ray 채널 모델을 사용하면 (12)와 같다.

$$H(w) = [1 - be^{-j(w-w_0)\tau}] \quad (12)$$

위의 채널 전달함수는 포락선과 위상으로 구성 되어 있으며, 군 지연(group delay : $D(w)$) 특성과 진폭 특성 함수는 아래와 같다.

$$A(w) = -20 \log_{10}|H(w)|$$

$$D(w) = \frac{d\theta(w)}{dw} \quad (13)$$

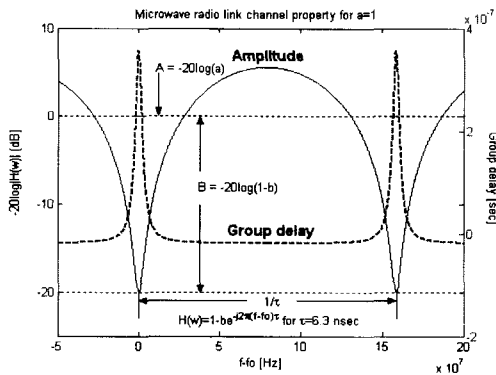


그림 6. Two-ray 채널 모델의 주파수 응답 특성과 군 지연 특성
Fig. 6. Frequency response and group delay of two-ray channel model.

그림 6은 본 논문에서 적용하는 two-ray 채널에 대한 전력 스펙트럼 밀도와 delay-time 에 대한 군 지연(group delay)특성을 나타낸 것이다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameter.

| Target System | QPSK-DMR System OFDM/QPSK-DMR System |
|-------------------------------|---|
| Bit Rate | STS-1(51.84 Mbps) |
| Symbol Rate | 25.92 Msps |
| Channel Model (delay time) | AWGN+two-ray model (6.3 nsec) |
| PSF(roll-off factor) | Raised Cosine Filter (0.3) |
| Target BER | 0.001 |
| Eb/No | 50 dB |
| FFT size | 2^n , n=2,3,4,5,6,7,8,9,10,11 |

식 (12)에 대한 채널의 임펄스 응답 함수(impulse response function)를 정리 하면 아래와 같다.

$$h(t) = \delta(t) - b\delta(t-\tau)e^{j\omega_0 t} \quad (14)$$

위 식에서 $e^{j\omega_0 t}$ 는 notch 주파수 위치를 나타내는 위상 변화 값으로 e^{jkn} 로 정의하여 $0 \leq k < 2$ 값의 범위를 갖도록 하여 notch 주파수 위치를 가변 시켜 시스템의 fading margin 성능을 파악할 수 있는 특성 곡선(signature curve)을 구할 수 있다. 표 1에 본 논문에서 사용한 시뮬레이션 파라미터를 정리하였다.

그림 7과 8은 단일 반송파 방식과 제안하는 OFDM/QPSK-DMR시스템의 특성 곡선을 나타낸 것이다. OFDM은 AWGN에 대한 성능은 동일하다고 알려져 있다. 따라서 본 시뮬레이션은 fading의 영향에 대해 시뮬레이션을 하였다.

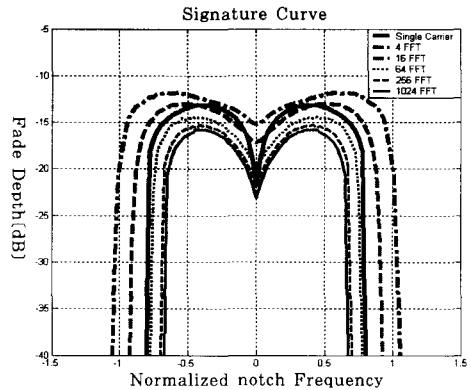


그림 7. BL-PSF를 적용하는 단일 반송파 및 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 특성 곡선
Fig. 7. Signature curve of single carrier and OFDM/QPSK-DMR systems using BL-PSF.

시뮬레이션 과정에서 Target BER은 10^{-3} 으로 설정하였으며 전송 대역폭으로 정규화 된 notch 주파수(normalized notch frequency)와 fade depth 에 의한 페이딩 영향만 나타내기 위해서 Eb/No는 50 dB로 설정하여 잡음의 영향을 무시하였다. 특성 곡선은 notch 주파수와 fade depth를 가변시키면서 Target BER을 만족 시키는 페이딩의 fade depth [dB]특성을 나타낸 것으로 무선 채널에 대한 시스템의 성능 관찰하기 위해 발생할 수 있는 모든 페이딩 영향을 분석한 것이다. 분석과정은 특성 곡선의 그래프에서 최대(peak)값이 작을수록 페이딩에 우수한 성능을 나타

낸다.

그림7은 'M'자의 형태로 나타나기 때문에 M-curve 라고도 불리 우는데, 이 curve는 등화기의 fading 오울특성분석에 많이 쓰인다. 본 논문도 등화기를 적용 하지 않고 BL-PSF만 사용하였을 때 QPSK와 OFDM/QPSK의 fading 특성을 M-curve로 분석한 것이 다. Fading은 depth가 클수록 BER이 높게 나오게 된 다. 또한 notch fading이 어느 주파수에서 생겼는지에 따라 BER성능이 다르다. 본 signature curve는 fading 성능이 BER=10⁻³일 때 notch 주파수에 따른 fading depth를 그래프로 나타낸 것이다.

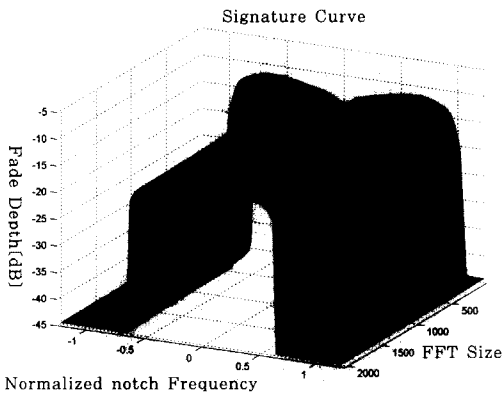


그림 8. BL-PSF를 적용하는 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 특성 곡선
Fig. 8. Signature curve of OFDM/QPSK-DMR systems using BL-PSF.

예를 들어 Single carrier에서 center 주파수에 -22dB 의 fading depth가 생기면 BER=10⁻³이 만족함을 보여 준다. 실제로는 notch 주파수가 어디에 위치할지 모르 기 때문에 통상 signature curve의 최대치인 fading depth로 성능을 나타낸다. 따라서 4FFT 시스템이 fading에 민감하고 1024FFT 시스템이 fading에 제일 우수함을 나타낸다. 또한 Single Carrier와 16FFT 시 스템은 유사한 fading 성능을 나타냄을 알 수 있다. 그리고 1024FFT 이상으로 많은 부반송파가 사용되면 1024FFT와 유사한 성능을 나타냄을 알 수 있다.

그림 8에서 살펴본 단일 반송파 방식의 DMR 시 스템과 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 FFT 크기에 대 한 최대(peak) fade depth는 표 2와 같다.

표 2를 살펴보면 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 FFT 크기가 4일 경우와 단일 반송파 방식의 DMR 시 스템의 성능이 서로 유사한 성능특성을 나타낸다. 그러 나 FFT 크기가 증가할수록 성능이 향상되며, FFT 크

기가 1024 일 경우 단일 반송파 방식과의 성능차이 는 2.7 dB 정도 발생한다.

표 2. 특성 곡선 시뮬레이션 결과
Table 2. Simulation results of signature curve.

| Target System | Fade Margin (Fade Depth) |
|---------------------------------|--------------------------|
| Single Carrier DMR system | -13.2 dB |
| OFDM/QPSK-DMR system (4 FFT) | -11.9 dB |
| OFDM/QPSK-DMR system (16 FFT) | -13.1 dB |
| OFDM/QPSK-DMR system (64 FFT) | -14.5 dB |
| OFDM/QPSK-DMR system (256 FFT) | -15.4 dB |
| OFDM/QPSK-DMR system (1024 FFT) | -15.9 dB |

따라서 OFDM/QPSK-DMR 시스템의 FFT 크기를 매 우 크게 한다면 Eb/No 50 dB에서 단일 반송파 방식 보다 대략 3 dB 정도의 높은 fade margin을 가질 수 있기 때문에 페이딩 환경에 대해 시스템 성능을 개 선시킬 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 microwave 채널 환경에서 BL-PSF(Band-Limited Pulse Shaping Filter)를 적용하는 OFDM/QPSK-DMR(Digital Microwave Radio) 시스템 에 대해 연구하였다.

기존의 단일 반송파 방식의 DMR 시스템은 High-level QAM 변조 방식을 사용하기 때문에 시스 템 구성이 복잡하며, 페이딩 채널에 매우 민감한 특 성이 있어 전송 용량의 한계가 발생한다. 따라서 페 이딩 채널 특성으로 인한 제한적인 전송용량을 극복 하기 위한 방안이 필요하다. 이에 본 논문에서 제안 하는 DMR 시스템은 페이딩 채널 환경에 강한 OFDM 변조방식을 이용하여 단일 반송파 방식의 DMR 시스템의 문제점을 극복하였다. 그리고 기존의 OFDM 방식과는 달리 microwave 채널 환경에 적합 한 시스템 구조를 위해 windowing 방식 대신 BL-PSF 를 적용하였다. 이러한 필터의 이용으로 GI/GB 등의 잉여 데이터 사용을 지양하여 전송용량을 향상 시킬 수 있고 IFFT/FFT 블록의 이용효율을 증가시킬 수 있으며, 시스템 구성을 간단하게 구현 할 수 있는 장점이 있다.

시뮬레이션 결과, 특성 곡선의 성능은 FFT 크기가 1024일 경우, 단일 반송파 방식의 DMR 시스템보다

최대 2.7 dB 정도의 fade margin을 갖는다. 따라서 OFDM 방식의 장점을 활용하면, microwave 채널 환경에서 발생하는 페이딩의 영향을 크게 줄일 수 있어 단일 반송파 방식의 DMR 시스템의 페이딩 영향에 의한 전송용량의 한계를 극복 할 수 있다.

단일 반송파 방식을 OFDM 기반의 DMR 시스템으로 확장할 경우, 잉여 데이터의 사용을 지양할 수 있고 적용하는 BL-PSF의 특성으로 인해 기존 단일 반송파 방식에서 사용된 여러 통신 시스템 구조(주파수/시간 동기 구조)를 그대로 응용할 수 있기 때문에 시스템 확장이 매우 용이한 장점이 있다.

참 고 문 헌

- [1] N. Morinaga, M. Nakagawa and R. Kohno, New concepts and technologies for achieving highly reliable and high capacity multimedia wireless communications systems," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 35, no. 1, pp. 34-40, Jan. 1997.
- [2] T. P. Cameron, J. C. B. Saw and M. S. Suthers, Applications of saw technology in a SONET-compatible high capacity digital microwave radio," *Proc. IEEE*, vol. 1, pp. 237-240, Oct. 1992.
- [3] M. Borgne, Comparison of high-level modulation schemes for high-capacity digital radio systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-33, pp. 442-449, May 1985.
- [4] T. Noguchi, Y. Daido and J. A. Nossek, Modulation techniques for microwave digital radio," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 24, no. 10, pp. 21-30, Oct. 1986.
- [5] R. Li, G. Stette, Waveform shaped MCM for digital microwave radio," *IEEE Conf.*, vol. 3, pp. 1695-1699, June 1995.
- [6] M. Engels, *Wireless OFDM Systems : How to make them work?*. Kluwer Academic, 2002.
- [7] B. R. Saltzberg, Performance of an efficient parallel data transmission system," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 15, pp. 805-811, Dec. 1967.
- [8] R. Maruta, A. Tomozawa, An improved method for digital SSB-FDM modulation and demodulation," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 26, pp. 720-725, July 1978.
- [9] B. Hirosaki, An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete fourier transform," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 29, pp. 982-989, July 1981.
- [10] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [11] A. Ruiz, J. M. Cioffi and S. Kasturia, Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 40, no. 6, pp. 1012-029, June 1992.
- [12] R. Li, G. Stette, Time-limited orthogonal multicarrier modulation schemes," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1269-1272, 1995.
- [13] B. Sklar, *Digital Communications*. Prentice-Hall, 1998.
- [14] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*. Prentice-Hall, 2002.
- [15] W. D. Rummler, More on the multipath fading channel model," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-29, no. 3, pp. 346-352, Mar. 1981.

안 준 배(Jun-bae Ahn)

정희원



1991년 2월 : 한국항공대학 항공전자공학(공학사)
 1993년 2월 : 한국항공대학 대학원 항공전자공학(공학석사)
 2002년 2월 : 한국항공대학 대학원 항공통신정보공학(박사 수료)
 1993년 1월 - 1999년 5월 :

(주)성미전자 연구원

1999년 5월 - 2002년 8월 : (주)아미텔 선임연구원
 2002년 8월 - 현재 : (주)솔리테크 개발팀장
 <관심분야> 무선통신, 이동통신, 휴대인터넷

양 희 진(Hee-jin Yang)

정희원



2002년 2월 : 한국항공대학 항공통신정보공학과 (공학사)
 2004년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학석사)
 2003년 12월 - 현재 : (주)솔리테크 개발팀 연구원

<관심분야> 무선통신, OFDM, Microwave

오 창 현(Chang-heon Oh)

정회원



1988년 2월 : 한국항공대학 항
공통신공학(공학사)

1990년 2월 : 한국항공대학 대
학원 항공통신정보공학(공학
석사)

1996년 2월 : 한국항공대학 대
학원 항공전자공학(공학박사)

1990년 2월 - 1993년 9월 : 한

진전자(주) 기술연구소 근무

1993년 10월 - 1999년 2월 : 삼성전자(주)

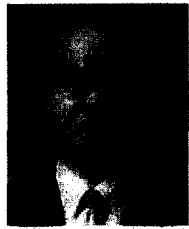
CDMA 개발팀 근무

1999년 3월 - 현재 : 한국기술교육대학교 정보기술
공학부 조교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 무선 멀티미디어통
신

조 성 준(Sung-joon Cho)

정회원



1969년 2월 : 한국항공대학교
항공통신공학과(공학사)

1975년 2월 : 한양대학교 대
학원(공학석사)

1981년 3월 : 오사카대학 대
학원(공학박사)

1972년 8월“현재 : 한국항공

대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부 교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 환경전자공학, 이
동무선인터넷.