

무선 고속 멀티미디어 통신을 위한 $\pi/4$ -DQPSK-OFDM 시스템의 성능 분석

정회원 조 경 철*, 김 선 형**

Performance Analysis of the $\pi/4$ -DQPSK-OFDM System for the Wireless High-Speed Multimedia Communication

Kyung-chul Cho*, Sun-hyung Kim** *Regular Members*

요 약

최근 관심이 고조되고 있는 무선통신분야에서의 고속 멀티미디어 통신은 고속전송으로 인하여 무선 채널의 다중경로 간섭 영향과 인접 심볼간의 간섭현상이 발생되고 있다. 이러한 현상으로 인하여 에러가 발생하게 된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 현상을 보상하기 위하여 새로운 등화기술을 접속한 $\pi/4$ -DQPSK-OFDM 시스템을 제안하였다. 또한, 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 시스템의 성능을 분석한다. Fading 및 ISI 채널에서 등화기를 사용한 경우 그렇지 않은 경우 보다 약 7dB 정도의 이득을 얻을 수 있었다.

Key Words : OFDM, $\pi/4$ -DQPSK, Equalizer

ABSTRACT

For the multimedia data service, high speed data transmission is required. Bit error rates can be increased due to interference of multipath and intersymbol during data transmission through wireless channel. Therefore, in this paper, we proposed $\pi/4$ -DQPSK OFDM system with equalization scheme to overcome these interference. Also, we analyze performance of proposed system through simulation. In fading and ISI channel, we obtained better gains of 7dB with equalizer than without.

I. 서 론

멀티미디어 시대를 맞이하여 대용량의 데이터를 고속으로 전송해야 하는 필요성이 최근 들어 급격히 증대되고 있다. 특히, 인터넷을 통한 음성, 비디오, 데이터 통신이 최근 크게 증가하고, 셀룰러 통신 시스템이 급속히 보급됨에 따라 이동 중에 사용할 수 있는 무선 광대역 멀티미디어 통신에 대한 기대가 증가하고 있다. 4세대 혹은 3세대 이후의 이동 통신 시스템에서는 2Mbps 이상의 고속 인터넷과 광대역 멀티미디어 서비스를 제공하는 것을

목표로 하고 있으며, 4세대의 무선 액세스 망에서는 IMT-2000 망, ATM 망, IP 망 등의 이동 단말과 유선 광대역망과 같은 공중망과 무선 LAN 또는 무선 PAN과 같은 지역망을 연동하여 사용할 계획이다. 이와 같이 무선채널에서 데이터를 고속으로 전송할 경우 무선 채널의 다중경로 간섭 영향으로 인하여 높은 에러율을 갖게 된다. 따라서 무선채널에 적합한 무선 접속방식인 OFDM방식의 사용이 요구되어지고 있다.

OFDM 전송방식은 전체 전송대역을 다수의 협대역 직교 부채널로 분할하여 각 부채널로 데이터를

* 한국정보통신기술대학 방송통신설비과 교수 (kccho@icpc.ac.kr), ** 순천향대학교 정보통신공학과 교수 (shkim@sch.ac.kr)
논문번호 : 07081-1019, 접수일자 : 2007년 10월 19일

동시에 전송하는 방식으로 변조와 복조를 각각 IFFT와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있으며, 보호구간을 연속된 두 OFDM 심볼 사이에 삽입하여 심볼간 간섭 및 채널간 간섭을 제거할 수 있기 때문에 등화기의 구조가 매우 간단해지는 장점이 있어 최근 고속의 전송시스템의 표준안으로 채택되었다^[1].

따라서 본 논문에서는 이러한 OFDM 전송방식에 새로운 등화기술을 접목한 $\pi/4$ DQPSK-OFDM 시스템을 제안하였다. 또한, C언어를 이용하여 각각의 시스템을 모델링하고 이를 통하여 시뮬레이션과 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 II장에서는 본 논문에서 제안한 등화기를 갖는 $\pi/4$ DQPSK-OFDM 시스템의 구성을 설명하고, III장에서는 등화기의 MSE 수렴성능과 SER 그리고 BER 성능을 분석한다. 그리고, 마지막 IV장에서는 결론을 맺는다.

II. $\pi/4$ DQPSK-OFDM 시스템의 구성

본 논문에서 제안된 등화기를 갖는 $\pi/4$ DQPSK-OFDM 시스템의 블록도는 그림1에 나타내었다.

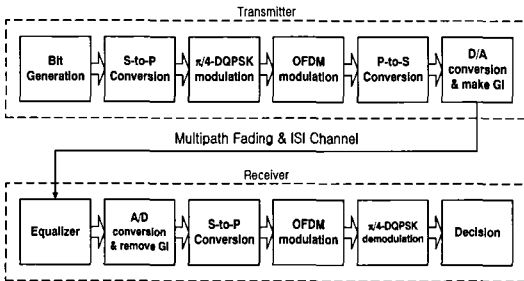


그림 1. 제안된 OFDM 시스템 블록도

2.1 $\pi/4$ -DQPSK

$\pi/4$ -DQPSK 변조방식은 입력되는 정보신호와 변조신호의 신호점이 같지 않다는 점에서 기존의 QPSK 변조방식과 구별된다. QPSK 변조방식의 경우는 변조되는 신호점(constellation)의 배치와 실제 정보 신호의 신호점 배치가 같은 형태를 갖고 있다. 그러나 $\pi/4$ -DQPSK 변조방식의 경우는 실제 변조되는 신호점이 매 심볼주기마다 $\pm\pi/4$, $\pm 3\pi/4$ 의 어느 한 값만큼 차동적으로 위상이 변화됨으로써 8개의 신호점을 갖는다. 이런 $\pi/4$ -DQPSK 변조방식의 신호 매핑에 있어서 가장 큰 문제점은 입력 신호의 위상 성분 θ_k 와 한 심볼주기 이전의 위상 성분 (A_{k-1}, B_{k-1})으로 새로운 위상 성분 (A_k, B_k)을 어떻게 결정

표 1. I, Q 채널의 입력정보와 위상변화량과의 관계

정보 신호		Phase (θ_k)
I 채널	Q 채널	
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

하는가 하는 점과 새로운 위상 성분 (A_k, B_k)이 각각 5개의 신호레벨을 가져야 한다는 점이다. 표 1.에 입력정보와 위상관계에 대한 mapping rule에 대해 나타내었다^[2].

$$A_k = A_{k-1}\cos\theta_k - B_{k-1}\sin\theta_k \quad (1)$$

$$B_k = A_{k-1}\sin\theta_k + B_{k-1}\cos\theta_k$$

정보신호는 I, Q로서 (11),(01),(00),(10)의 4가지이다. 그러나, 식 (1)을 사용하여 새로운 정보 A_k, B_k 를 생성으로서 실제 전송되는 변조신호의 위상은 이전 신호와 현재 신호의 위상차에 의해서 차동적으로 결정되어 8개의 위상중 하나인 새로운 위상을 갖는다. 그러나 정보신호의 절대위상은 4가지 뿐이므로 어떤 정해진 시점에서 가질 수 있는 위상은 4가지이다.

$\pi/4$ -DQPSK 복조방식에서의 정보는 두 심볼간 반송파의 위상차에 담겨져 있고, 위상차가 항상 $\pm\pi/4$ 또는 $\pm 3\pi/4$ 중 어느 한가지 값만을 가지므로 복조는 다음 식 (2)를 이용하여 두 심볼간의 위상차를 구한후 표 2에 나타난 demapping rule을 이용하여 원래의 전송신호로 복조할 수 있다^[3].

$$\theta = \tan^{-1}(Q/I) \quad (2)$$

$$\theta = \begin{cases} \tan^{-1}(Q/I) & I \geq 0, Q \geq 0 \\ \tan^{-1}(Q/I) + \pi & I < 0 \\ \tan^{-1}(Q/I) + 2\pi & I \geq 0, Q < 0 \end{cases}$$

여기서, θ : 수신신호의 Phase ($0 \leq \theta < 2\pi$) I, Q : I, Q 채널의 성분 신호

표 2. $\pi/4$ -DQPSK demapper

인접 심볼 위상차(θ)	정 보	
	I 채널	Q 채널
$0 \leq \theta < \pi/2$	1	1
$\pi/2 \leq \theta < \pi$	0	1
$\pi \leq \theta < 3\pi/2$	1	0
$3\pi/2 \leq \theta < 2\pi$	0	0

2.2 OFDM

본 논문에서 제안된 OFDM 시스템의 구조는 그림 1에 나타내었다. 송신단에서 전송되는 전송 OFDM 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$T'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - nT_s) e^{j2\pi f_c t} e^{j2\pi f_s t} \quad (3)$$

여기서 n 은 시간의 첨자, N 은 부채널의 개수, T_s 는 OFDM 심벌 구간의 길이, P 는 전송되는 파워, $a_{n,k}$ 는 k 번째 부채널의 n 번째 전송되는 심벌, f_c 는 k 번째 부채널의 주파수, f_s 는 반송파의 주파수, 그리고 $g(t)$ 는 구형파의 모양을 갖는 펄스 모양 함수이다. 이러한 전송 신호는 다중경로를 갖는 무선 채널을 통해 전송을 하게 된다.

본 논문에서는 다음과 같은 이중 경로를 갖는 채널을 사용한다^[4].

$$h(t) = \delta(t) + \alpha \delta(t - \tau) \quad (4)$$

여기서, α 는 반사파의 감쇄상수이고, τ 는 delay spread 이다. 또한, 우리는 α 는 Rayleigh 확률 변수라 가정하고, τ 는 보호구간보다 작고 uniform 확률 변수라고 가정한다. 이러한 채널 모델은 직접파가 존재 하고, 여러 개의 반사파를 하나의 대표 모델로 표시 할 수 있는 Wireless LAN 환경에 매우 적합한 채널 모델이다. 이중 경로를 통해 수신되어지는 수신 신호는 채널의 응답과 Additive White Gaussian Noise(AWGN) 잡음에 의한 합으로 표시된다.

$$R'(t) = T'(t) * h(t) + n(t) \quad (5)$$

여기서 ‘*’는 콘볼루션을 나타내고, $n(t)$ 는 two-side power spectral density, $N_0/2$ 를 갖는 AWGN 잡음이다. 여기서, 전송 신호를 사용하여 수신신호를 표현 하면 다음과 같이 주어진다.

$$R'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - nT_s) e^{j2\pi f_c t} e^{j2\pi f_s t} + \alpha \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - \tau - nT_s) e^{j2\pi(f_c + f_s)(t - \tau)} \right] + n(t) \quad (6)$$

채널을 통해 수신된 신호는 반송파의 주파수를 곱하여 기저대역 신호로 바뀌게 된다. 여기서, 우리는 반송파의 주파수와 timing에 있어서 동기가 완벽

하다고 가정한다. 이러한 가정하에서 기저대역으로 바뀌어진 수신 신호는 다음과 같이 주어지게 된다.

$$R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - nT_s) e^{j2\pi f_s t} + \alpha \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - \tau - nT_s) e^{j2\pi f_s (t - \tau)} e^{-j2\pi f_c \tau} \right] + n(t) e^{-j2\pi f_c t} \quad (7)$$

기저 대역으로 바뀌어진 수신 신호는 각각 OFDM 시스템의 부채널로 들어가 부채널 주파수가 곱해지고 적분기를 통과하는 Matched Filter (MF)를 지나게 된다. k 번째 부채널에서 MF를 지나는 출력신호는 다음과 같이 주어진다^[5].

$$u_{n,k} = P a_{n,k} + \alpha P a_{n,k} e^{-j2\pi(f_c + f_s)\tau} + N_{n,k} \quad (8)$$

여기서 $N_{n,k}$ 는 k 번째 부채널에서의 AWGN에 의한 등가 잡음으로 Gaussian 분포를 가지게 된다[3]. 우리는 여기서 $N_{n,k}$ 가 independent identically distributed (iid) process라 가정한다. 이러한 가정에 의해서, $N_{n,k}$ 는 시간에 무관한 확률 변수인 N 으로 대체가 가능하다. 또한, 일반적으로 f_c 가 보다는 크다는 것을 이용하면, f_c 의 값이 1보다 크게 된다. 이러한 조건은 반사파에 의한 위상을 0부터 2사이의 uniform 확률 변수로 모델링 할 수 있게 한다. 이러한 가정과 모델링을 이용하면, k 번째 부채널에서 MF출력 신호를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u_{n,k} = P a_{n,k} + \alpha P a_{n,k} e^{-j\theta} + N \quad (9)$$

여기서, $u_{n,k}$ 는 등화기를 갖지 않는 시스템에서는 decision을 위한 값으로 사용이 되고, 등화기를 갖는 시스템에서는 등화기의 입력으로 사용이 된다. 등화기의 구조는 그림 2에 나타내었다.

2.3 Equalizer

기존의 Stop-&-Go 알고리즘의 MSE 수렴성능을 향상시키기 위해 계수 조정식을 다음 식(10)과 같은 데이터 재활용 탭계수 조정 알고리즘을 적용하였다^[6].

$$C_{n,k-1} = C_{n,k} + \alpha f_{n,k} \widehat{e_{n,k}} x_{n,k} \quad (10)$$

한 개의 필터 출력을 만들어 내는 과정에서 기존의 Stop-&-Go 알고리즘의 탭계수 값들은 한번 갱

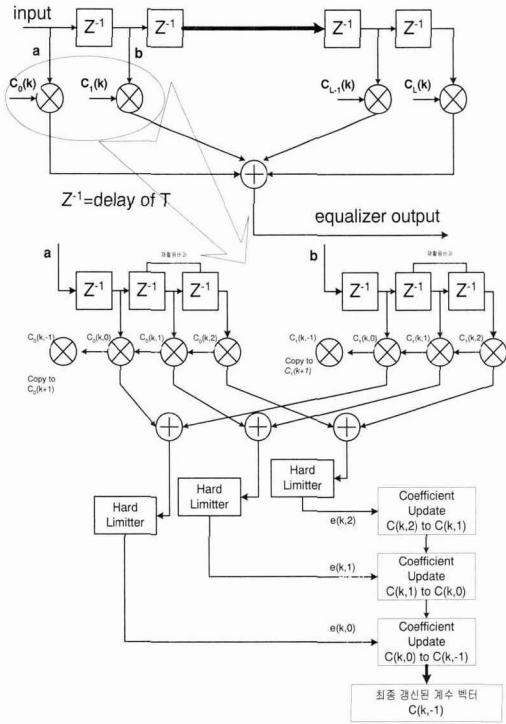


그림 2. 제한한 시스템에 사용된 등화기의 구조

신되지만 본 논문에서 제안된 데이터 재활용 알고리즘은 한 개의 출력값을 만들어내는 과정에 재활용 버퍼에 든 데이터의 개수만큼 반복 갱신을 거치게 된다.

그림 2에서 재활용 버퍼 및 계수 갱신을 위한 구조를 예를 들고 있는데 여기서는 a, b 두 개의 탭 계수와 2개 재활용 버퍼를 예로 구성하여 놓았다⁷⁾.

III. $\pi/4$ DQPSK-OFDM 시스템의 성능 분석

시물레이션의 기본 구조는 위의 그림 1과 같이 설정하였으며, 입력데이터는 변·복조부, S/P converter 그리고 IFFT를 수행 후 Fading과 ISI 채널로 전송되며 채널을 통한 신호는 수신단에서 송신단의 역의 과정인 FFT, P/S converter 그리고 복조부를 통하여 최종 수신된다. 이때 변·복조부는 $\pi/4$ -DQPSK로 설정하였으며, 시스템의 변복조부는 동기 되었다는 가정하고, 반송파 위상의 지터는 고려하지 않았다.

다음 그림 3, 4는 수신된 데이터의 등화후의 결과이다. 그림 3의 경우는 데이터 재활용 알고리즘을 1번만 수행한 경우이다. 즉, 일반적인 Stop-&Go

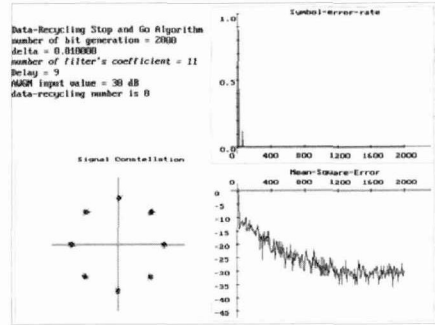


그림 3. 등화기 출력

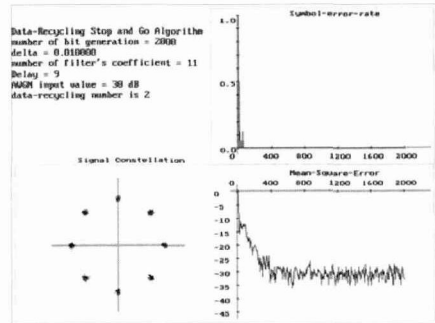


그림 4. 등화기 출력 (반복=2회)

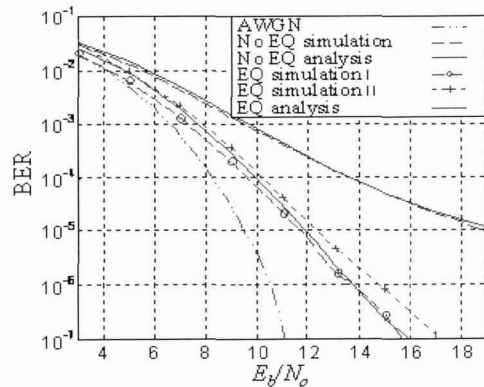


그림 5. $\pi/4$ DQPSK-OFDM 시스템의 BER 성능 특성

알고리즘을 이용한 등화기를 통과한 것으로 약 1200심볼이 지난 후에 수렴이 되고 있음을 보여주고 있고, 그림 4의 경우는 데이터 재활용 알고리즘을 2번 수행한 경우의 출력 결과로 MSE 수렴 곡선이 약 400심볼이 지난 후에 수렴이 이루어지는 것을 확인 할 수 있다. 시물레이션 결과 그림에서도 알 수 있듯이 MSE의 수렴속도가 약 800심볼정도 빠르게 수렴이 되었음을 알 수 있다.

또한, 그림 3, 4에서의 SER는 약 50개의 심볼에서 100개의 심볼이 전송되는 순간에만 심볼의 에러

가 발생하였음을 볼 수 있다.

위 그림 5는 본 논문에서 제안한 $\pi/4$ DQPSK-OFDM 시스템의 BER 성능 특성을 나타내고 있다. 위 결과를 보면 AWGN만 존재하는 채널의 경우 10^{-5} 의 BER을 갖기 위해서는 9.5dB의 E_b/N_0 를 필요하였으며, 등화기를 사용하지 않은 경우는 19dB의 E_b/N_0 가 요구 되었으며, 등화기를 사용한 경우는 이 보다 7dB정도 적은 12dB의 E_b/N_0 가 요구 되었다. 또한, 데이터 재활용 알고리즘을 사용한 경우의 성능은 그렇지 않은 경우 보다 약 1dB 정도의 이득을 얻을 수 있었다.

IV. 결 론

우리는 화상, 동영상 등의 멀티미디어 서비스에 적합한 빠른 수렴 속도를 갖는 등화기를 OFDM 시스템에 적용하였고, 변복조 방식으로는 $\pi/4$ -DQPSK 변복조 방식을 사용하였다. 또한, 변조된 신호를 AWGN만 존재하는 채널과 전형적인 무선채널 환경인 Fading과 ISI가 공존하는 채널을 모델링하여 시뮬레이션을 하였으며, 시스템의 성능을 측정하기 위하여 등화기가 적용된 시스템과 적용되지 않은 시스템으로 구분하여 비교하였다. BER 특성을 10^{-5} 을 기준으로 할 때, 등화기를 적용하지 않은 경우는 E_b/N_0 가 19dB정도였으며, 등화기를 적용한 경우는 12dB정도에서 10^{-5} 의 BER 값을 얻을 수 있었다. 그러므로 등화기를 사용한 경우가 그렇지 않은 경우 보다 약 7dB 정도의 이득을 얻을 수 있었다. 향후 VHDL을 이용하여 원칩화 할 계획이며, 에러 정정 코드를 적용한 시스템의 성능을 분석 및 시뮬레이션을 할 계획이다.

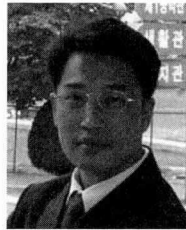
참 고 문 헌

[1] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.
 [2] Kamilo Feher, *Wireless Digital Communications; Modulation & Spread Spectrum Applications*, Prentice-Hall, 1995.

[3] B. Sklar, *Digital Communications : Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, 1988.
 [4] W. Hwang and K. Kim, "Performance analysis of OFDM on the shadowed multipath channels", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 44, no. 4, pp. 1323-1328, Nov. 1998.
 [5] Y. Matsumoto, N. Mochizuki, and M. Umehira, "OFDM subchannel space-combining transmission diversity for broadband wireless communication systems", in *Proc. IEEE ICUPC '98*, Florence, Italy, Oct. 1998, pp. 137-141.
 [6] John G. Proakis, *Digital Communication*. McGraw-Hill, Inc. Third Edition. 1995.
 [7] N.Y.Kim "Data-Recycling LMS Adaptive Filter for rapid convergence" *대한전자공학회 추계종합 학술대회 논문집(A)* 제 19권 제 2호 96/11

조 경 철 (Kyung-chul Cho)

정회원



1995년 2월 순천향대학교 정보통신공학과(학사)
 1997년 8월 순천향대학교 정보통신공학과(석사)
 1999년 2월~현재 순천향대학교 정보통신공학과(박사과정)
 2003년 2월~현재 한국정보통신기능대학 방송통신과 교수

<관심분야> OFDM, Equalizer, RFID

김 선 형 (Sun-hyung Kim)

정회원



1979년 2월 성균관대학교 전자공학과(공학사)
 1981년 2월 성균관대학교 전자공학과(공학석사)
 1988년 2월 성균관대학교 전자공학과(공학박사)
 1989년 3월~현재 순천향대학교 정보통신공학과 교수

<관심분야> Zigbe, OFDM, RFID, SOC