

OFDM/OQAM-IOTA 시스템

OFDM/OQAM-IOTA System

주 효*, 허 주*, 장경희*

Xiao Zhou*, Joo Heo*, KyungHi Chang*

요 약

일반적인 OFDM/QAM 변조 방식은 연속된 심볼 사이에 보호구간 (guard interval)을 삽입함으로써 시간 영역에서 다중경로채널에 강한 특성을 가지지만, 도플러 효과에 의한 주파수 영역에서의 채널 간 간섭에 약한 특성을 보인다. 이에 반해 OFDM/OQAM 변조 방식은 시간과 주파수 영역에서 직교성을 가지는 IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) 필터를 사용하여 이동 환경에서 지연 확산 (delay spread)과 도플러 효과 (doppler effect)에 강한 특성을 보이며, 보호구간을 사용하지 않아 OFDM/QAM 시스템에 비하여 주파수 효율을 현저하게 높일 수 있다. 본 논문에서는 OFDM/OQAM-IOTA 시스템의 물리 구조 및 OFDM/OQAM-IOTA 시스템을 위한 perfect channel estimation 방식을 제시하고, AWGN 및 1-path Rayleigh fading 채널 환경에서 OFDM/OQAM-IOTA 시스템과 일반적인 OFDM/QAM 시스템의 성능을 비교하였다. 시뮬레이션 결과에 의하면, OFDM/OQAM-IOTA 방식이 OFDM/QAM 방식보다 성능이 우수함을 알 수 있다.

Abstract

Although conventional OFDM/QAM modulation scheme using guard interval is robust to channel induced ISI (Inter-Symbol Interference) in time-domain, it is very sensitive to ICI (Inter-Carrier Interference) due to doppler effect in frequency domain. OFDM/OQAM-IOTA modulation scheme utilizes IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) filter that has orthogonality in time and frequency domain so that it is robust to delay spread and doppler effect. OFDM/OQAM-IOTA system can increase bandwidth efficiency since it does not use guard interval.

In this paper, we show the structure of OFDM/OQAM-IOTA and perfect channel estimation scheme for OFDM/OQAM-IOTA system. We also compare OFDM/OQAM-IOTA system and OFDM/QAM system in AWGN and 1-path Rayleigh fading channel. Simulation results show that OFDM/OQAM system outperforms OFDM/QAM system.

Key words : OFDM/QAM, OFDM/OQAM-IOTA, Symbol-sequence based perfect channel estimation.

I. 서 론

일반적인 OFDM/QAM 변조 방식은 높은 데이터량을 요구하는 통신에 적합하고 다중 경로 채널에 강한 특성을 나타낸다. 그래서 OFDM/QAM 방식은

DVB-T나 DAB, HIPER LAN/2, IEEE 802.11a등 고속의 데이터통신 등에 이미 쓰이고 있다 [1].

일반적인 OFDM/QAM 변조 방식은 심볼의 앞부분에 보호구간을 사용하여 ISI 및 ICI를 제거한다. 하지만 보호구간으로 인하여 주파수 사용 효율이

* 인하대학교 정보통신대학원(The Graduate School of Information Technology & Telecommunications INHA University)

· 논문번호 : 2004-2-5

· 접수일자 : 2004-11-6

떨어지는 단점이 있다. 이를 보완하기 위해 새로운 방식이 제안되었는데 이것이 IOTA 필터를 이용한 OFDM/OQAM-IOTA 방식이다. 이 방식은 심볼 주기의 반주기만큼 허수부분 (imaginary domain) 에 지연을 첨가하고, 시간 및 주파수 영역에서 직교성을 가지는 IOTA 필터를 이용하여, 시간 영역에서의 인접 심볼 간섭 (ISI : Inter-Symbol Interference) 및 주파수 영역에서의 채널 간 간섭을 (ICI : Inter-Carrier Interference) 줄일 수 있게 한다. 또한 IOTA 필터의 시간 및 주파수 영역의 좋은 Localization 특성으로 인하여, 다중 경로 페이딩이 필터링을 통해 제거 되어 보호 구간이 필요 없으며, 따라서 주파수 효율과 데이터 전송에 이득을 가진다 [2].

본 논문에서는 2장에서 일반적인 OFDM/OQAM 구조 및 특징을 설명하고, 3장에서는 IOTA 필터의 구조 및 구현에 대하여 설명하며, 4장에서는 OFDM/OQAM-IOTA 시스템을 위한 Perfect 채널 추정 방식에 대하여 설명하며, 5장에서는 OFDM/QAM 과 OFDM/OQAM-IOTA 의 시뮬레이션 결과를 비교하며 6장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM/OQAM 시스템

OFDM/OQAM은 일반적인 OFDM 변조 방식과는 달리 CP (Cyclic prefix) 라고 불리는 보호구간을 필요로 하지 않아서, 주파수 효율을 높일 수 있다. 보호구간을 제거하기 위해서는 서브 캐리어들을 변조시키는 prototype 함수가 시간과 주파수 영역에서 직교성을 가져서 심볼 간 간섭과 서브캐리어간 간섭을 줄일 수 있어야 한다.

위와 같이 두 영역에서 직교성을 가지는 최적의 prototype 함수인 IOTA 필터는 실수에서만 직교성을 유지할 수 있다. 따라서 OQAM 방식을 이용하여 허수부의 위치를 반 심볼 주기 만큼 이동시킴으로써 IOTA 필터를 사용할 수 있게 한다. 일반적인 OFDM의 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다 [3].

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=M-1} c_{mn} e^{(2i\pi m \Delta f t)} g(t - nT_u) \quad (1)$$

식 (1) 에서 $g(t)$ 는 rectangular 필터, $c_{m,n}$ 은 n^{th} 심볼 m^{th} 서브 캐리어에서의 복소 QAM 데이터를, M 은 서브캐리어 수, Δf 는 서브캐리어 간격, T_u 는 심볼주기를 나타낸다. OFDM/OQAM은 식(2)로 나타내어진다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sum_{m=0}^{m=M-1} a_{m,n} i^{m+n} e^{(2i\pi m \Delta f t)} g(t - n\tau_o) \quad (2)$$

식 (2)에서 $g(t)$ 는 rectangular 필터, $a_{m,n}$ 은 n^{th} 심볼 m^{th} 서브 캐리어에서의 OQAM 데이터를, M 은 서브캐리어 수, Δf 는 서브캐리어 간격, τ_o 는 OFDM /OQAM 심볼주기를 나타낸다.

그림 1은 OFDM/OQAM과 OFDM/QAM의 시간과 주파수 영역의 구조를 나타낸다.

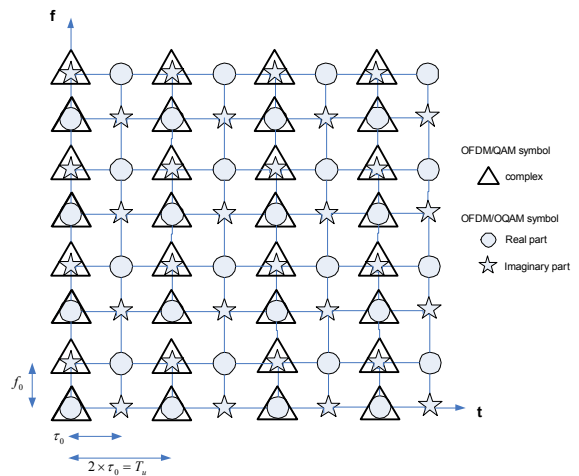


그림 1. OFDM/OQAM의 시간과 주파수 영역 구조.

Fig. 1. The time and frequency domain structure of OFDM/OQAM.

그림 1에서 볼 수 있듯이, OFDM/OQAM 은 주파수 영역의 서브 캐리어 간격이 f_0 , 시간 영역에서 τ_o 마다 하나의 real 값을 가지며, OFDM/QAM에서는 주파수 영역의 서브 캐리어 간격이 f_0 , 시간 영역에서 $2\tau_o$ 마다 한 개의 복소값을 가진다.

III. OFDM/OQAM-IOTA 시스템

3-1. IOTA 필터

OFDM/OQAM-IOTA 방식은 IOTA 라는 특별한 필터 과형을 이용한 OFDM/OQAM 변조 방식이다. IOTA필터는 Gaussian 함수에 시간 및 주파수 영역에서 직교화 과정을 거쳐서 시간과 주파수 영역에서 직교성을 보이며, OFDM/OQAM-IOTA 시스템의 송신 신호는 아래의 식 (3)으로 표현할 수 있다.

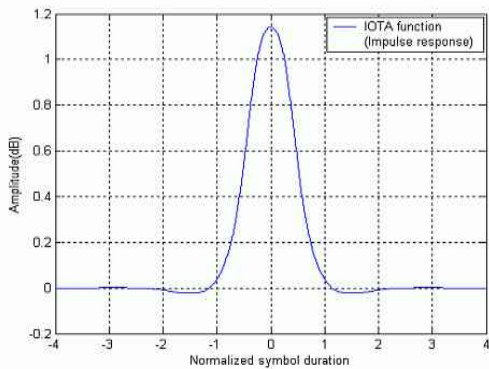
$$s(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{N_u-1} d_{m,n} i^{m+n} e^{(2i\pi m \Delta f t)} \mathfrak{I}(t - n\tau_o),$$

where, $d_{m,n} = a_{m,n}$ or $b_{m,n}$ (3)

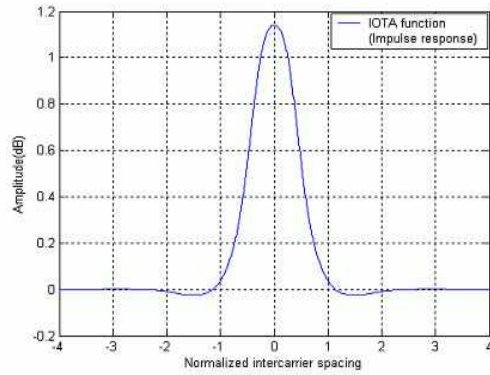
식(3)에서는 일반적인 OFDM/OQAM 함수에서의 $g(t)$ 가 IOTA필터를 나타내는 $\mathfrak{I}(t)$ 로 바뀌었다. 또한 $a_{m,n}$ 은 I 축의 실수 데이터를 나타내며, $b_{m,n}$ 은 Q 축의 실수 데이터를 나타낸다. 직교성을 나타내기 위해서는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$\text{Re} \left(\int_R \mathfrak{I}_{m,n}(t) \mathfrak{I}_{m',n'}^*(t) dt \right) = \delta_{m,m'} \delta_{n,n'} \quad (4)$$

여기서 $\mathfrak{I}_{m,n}(t) = i^{m+n} e^{(2i\pi m \Delta f t)} \mathfrak{I}(t - n\tau_o)$ 이다. 그림 2에서 볼 수 있듯이, IOTA 필터는 주파수 영역과 시간영역에서 임펄스 응답이 같은 형태를 가진다. 그림 3에서 보듯이, IOTA 필터는 사각펄스 필터에 비해 side-lobe의 감소하는 정도가 커서 인접 채널에 사각 펄스 필터에 비해 적은 간섭을 유발시킨다.

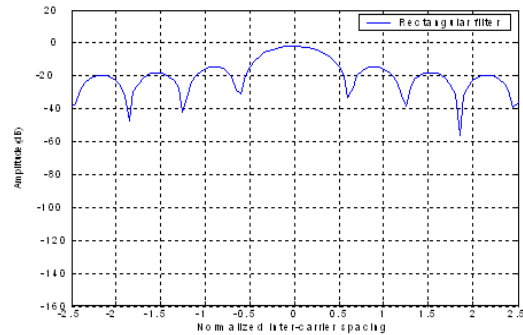


(a) 시간 축.
(a) time axis.

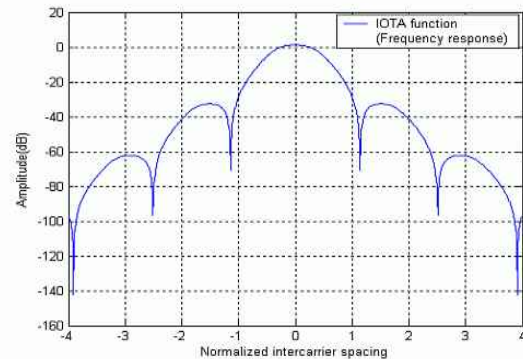


(b) 주파수 축.
(b) frequency axis.

그림 2. (a) 시간 축에서 IOTA 함수의 Magnitude response.
(b) 주파수 축에서 IOTA 함수의 Magnitude response.
Fig. 2. (a) Magnitude response of IOTA in time domain.
(b) Magnitude response of IOTA in frequency domain.



(a) rectangular 함수.
(a) rectangular function.



(b) IOTA 함수.

(b) IOTA function.

그림 3. (a) rectangular 함수의 Magnitude response.
(b) IOTA 함수의 Magnitude response.

Fig. 3. (a) Magnitude response of rectangular function.
(b) Magnitude response of IOTA function.

3-2. IOTA 시스템의 구현

IOTA 함수 $\mathfrak{I}(t)$ 는 $[-\infty, \infty]$ 에서 정의된다. 하지만 좋은 Localization 특성으로 인하여, 실제적으로는 $[-L \cdot \tau_o, L \cdot \tau_o]$ 의 범위로 제한할 수 있다. 보통 시스템의 복잡도를 줄이기 위해서는 $L=4$ 를 주로 사용하며, 이는 IOTA의 원형 함수 $\mathfrak{I}(t)$ 가 $4 \times N$ 의 필터 길이를 가짐을 의미한다. 여기서 N 은 FFT의 크기를 나타낸다.

그리고 필터링은 polyphase 필터를 통해 수행 되어진다. IOTA 시스템의 실제 구현을 위해서 $\tau_o = f_o = 1/\sqrt{2}$ 로 정의하며 $\mathfrak{I}_{1/\sqrt{2}}$ 로 나타낸다 [4].

$$\mathfrak{I}_{1/\sqrt{2}}(t) = O_f O_t \cdot 2^{\frac{1}{4}} e^{-\pi t^2} \quad (5)$$

여기서,

$$O_f X(f) = \frac{X(f)}{\sqrt{1/\sqrt{2} \cdot \sum_k \|X(f - k/\sqrt{2})\|^2}} \quad (6)$$

$$O_t x(t) = \frac{x(t)}{\sqrt{1/\sqrt{2} \cdot \sum_k \|x(t - k/\sqrt{2})\|^2}} \quad (7)$$

이다. k 는 $N \times L$ 로 나타내어지고, $X(f)$ 와 $x(t)$ 는 Gaussian 함수를 시간과 주파수 측면에서 직교화 하는 함수를 의미한다. 필터링을 수행하기 위해서 균일 간격으로 떨어진 $\mathfrak{I}_{1/\sqrt{2}}$ 의 $\frac{N}{2} \times 2L = 2ML$ 의 필터계수를 계산한다. 각각 M 개의 Polyphase branch 는 $2L$ 개의 필터 계수를 가지며, 이는 표 1과 같이

정의된 버퍼 계산을 이용한다. 일반적인 송신단의 계수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{kM+i} = \sum_{q=0}^{L-1} C_{i,k-2q} \cdot \mathfrak{I}_{2qM+i} + C_{i+M,k-(2q+1)} \cdot \mathfrak{I}_{(2q+1)M+i} \quad (8)$$

수신단에서는 FFT 수신전에 같은 필터를 사용하고, 수신단의 알고리즘은 다음과 같다.

$$R_{i,j} = \sum_{q=0}^{L-1} s_{i+jM+2qM} \mathfrak{I}_{i+2qM} \quad (9)$$

IOTA 필터는 정해진 규칙에 따른 버퍼를 계산함으로써 간단하게 OFDM/IOTA를 구현할 수 있다.

표 1. IOTA 필터의 Polyphase 버퍼.
Table 1. Polyphase buffer for IOTA filter.

\mathfrak{I}_0	\mathfrak{I}_M	\mathfrak{I}_{2M}	...	$\mathfrak{I}_{(2L-1)M}$
\mathfrak{I}_1	\mathfrak{I}_{M+1}	\mathfrak{I}_{2M+1}	...	$\mathfrak{I}_{(2L-1)M+1}$
\mathfrak{I}_{M-1}	\mathfrak{I}_{2M-1}	\mathfrak{I}_{3M-1}	...	\mathfrak{I}_{2LM-1}

IV. OFDM/OQAM 시스템을 위한 Perfect 채널 추정기법

OFDM/OQAM-IOTA 시스템은 OFDM/QAM 시스템에 비하여 Rayleigh fading 채널에 덜 강인하다. 따라서 일반적인 OFDM/QAM 시스템에서 사용하는 채널 추정 방법을 그대로 OFDM/OQAM-IOTA 시스템에 적용할 경우, OFDM/OQAM 시스템의 Intrinsic Interference 때문에 좋은 성능을 얻을 수 없다 [5]. 그 점을 수식적으로 정리하면 아래와 같다. Frequency selective 채널을 통과하여 수신된 OFDM/OQAM-IOTA 신호는 아래의 수식

$$r(t) = \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} H_{m,n} a_{m,n} g_{m,n}(t) + b(t)$$

(10)

(10) 과 같다. 여기서 $H_{m,n}$ 은 n번째 심볼의 m 번째 서브 채널 이득, $a_{m,n}$ 은 n번째 심볼의 m 번째 서브 채널로 전송되는 실수 데이터, $b(t)$ 는 AWGN 에 해당한다. (m_0, n_0) 에서 채널 추정값은 아래의 식 (11)과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{H}_{m_0, n_0} = \frac{\int r(t)g_{m_0, n_0}^*(t)dt}{a_{m_0, n_0}} \quad (11)$$

일반적인 OFDM/QAM 시스템에서 위와 같은 채널 추정방식은 Optimal 하다. 그러나 OFDM /OQAM-IOTA 시스템의 경우, 위와 같은 방식으로 채널을 추정하면 Intrinsic Interference 에 의하여 좋은 성능을 보장할 수 없다. Intrinsic Interference 를 수식적으로 나타내기 위하여 채널이 ideal 하여 수신 신호가 송신 신호와 같다고 가정한다면, 즉 $r(t)=s(t)$ 이면 Intrinsic Interference는 아래의 수식 (12)와 같다.

$$\int s(t)g_{m_0, n_0}^*(t)dt = a_{m_0, n_0} + \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n} \int g_{m,n}g_{m_0, n_0}^* \quad (12)$$

위의 수식 (12)에서 우측에서 두 번째 요소가 Intrinsic Interference 에 해당하며, 실수 값은 0이다. 이 값은 IOTA 필터가 실수에 대해서만 직교성을 유지하기 때문에 발생하는 현상이다.

Prototype 필터를 적절하게 선택하면 Intrinsic Interference 성분을 그림 4과 같이 가장 인접한 서브 캐리어로부터 오는 간섭량의 합으로 나타낼 수 있으며 수식으로 표현하면 아래의 식 (13)과 같다.

$$I_{m_0, n_0} = C_{m_0, n_0}^1 + D_{m_0, n_0}$$

$$\text{where, } C_{m_0, n_0}^1 = \sum_{(m,n) \in \Omega_{m_0, n_0}^1} a_{m,n} \int g_{m,n}g_{m_0, n_0}^* \quad (13)$$

여기서 Ω_{m_0, n_0}^1 는 (m_0, n_0) 의 서브 캐리어의 인접

서브 캐리어의 인덱스를 나타낸다. 만약 인접한 2 개의 서브 캐리어에 대하여 채널이 동일하다고 가정하며, 3개의 인접 OFDM-OQAM 심볼에 대하여 채널이 변하지 않다고 가정한다면, 수신 신호는 아래의 식 (14)와 같이 표기할 수 있다.

$$\int rg_{m_0, n_0}^* \approx H_{m_0, n_0} a_{m_0, n_0} + H_{m_0, n_0} C_{m_0, n_0}^1 + D_{m_0, n_0}^{actual} + b_{m_0, n_0} \quad (14)$$

Rayleigh Fading 채널의 경우, 채널 값이 복소수이기 때문에 Intrinsic Interference 성분일지라도 실수가 될 수 있음을 알 수 있다.

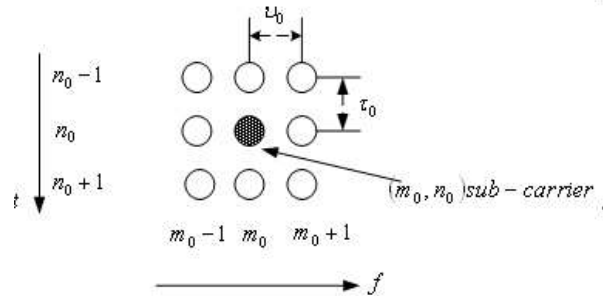


그림 4. 1st order neighbor sub-carriers.
Fig. 4. 1st order neighbor sub-carriers.

따라서 가장 간섭을 많이 일으키는 1st neighbor 서브캐리어로부터의 간섭을 0이 되게 하는 방법이 필요하다. 1st neighbor 서브캐리어에 의한 간섭량을 0이 되게 하는 필요충분조건은 아래의 식 (15)와 같다.

$$\alpha \{ (a_{m_0+1, n_0} - a_{m_0-1, n_0}) + (-1)^{n_0} (a_{m_0, n_0+1} - a_{m_0, n_0-1}) \}$$

$$- \beta (a_{m_0+1, n_0+1} + a_{m_0-1, n_0+1} + a_{m_0+1, n_0-1} + a_{m_0-1, n_0-1}) = 0$$

$$\text{with } \begin{cases} \alpha = A_g(\tau_0, 0) \\ \beta = A_g(\tau_0, \nu_0) \end{cases} \quad (15)$$

위의 조건을 만족시키기 위해서는 아래의 그림 6과 같은 심벌의 시퀀스가 필요하다. n 이 even 인 경우, (a) 와 같은 시퀀스가 식 (15)를 만족시키며, n 이 odd 인 경우, (b) 와 같은 시퀀스가 식 (15)를 만족시킨다. 따라서 그림 5와 같은 심벌 시퀀스를 사용하여, 아래의 그림 6과 같은 과정을 거치면,

OFDM/OQAM-IOTA 시스템의 각각의 서브캐리어에 대한 채널 추정값을 얻을 수 있다.

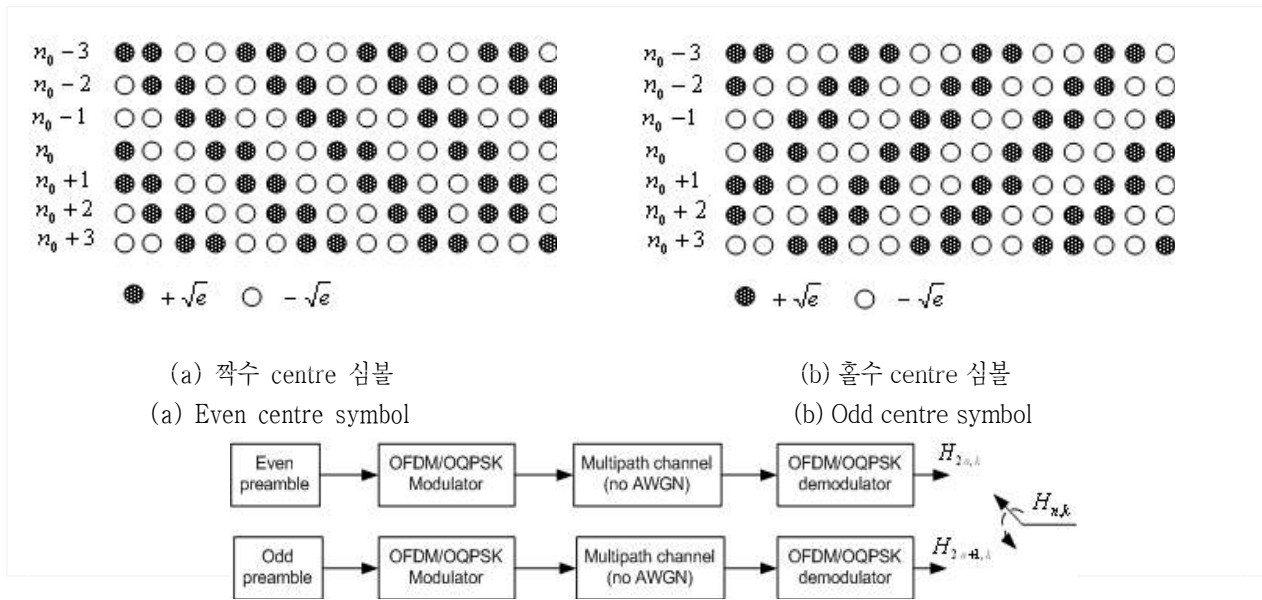
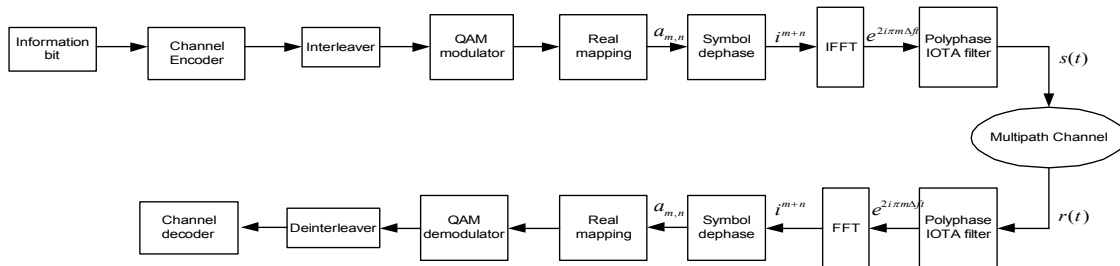


그림 6. 심볼 시퀀스 기반 Perfect 채널 추정 기법.
Fig. 6. Symbol sequence based perfect channel estimation.



(a)



(b)

그림 7. (a) OFDM/QAM 시스템. (b) OFDM/OQAM-IOTA 시스템.
Fig. 7. (a) OFDM/QAM system. (b) OFDM/OQAM-IOTA system.

V. 시뮬레이션 결과 및 성능 분석

본 장에서는 보호구간이 있는 일반적인 OFDM/QAM 구조와 OFDM/OQAM-IOTA를 비교 분석하였다. 그림 7에 OFDM/OQAM 시스템과 OFDM/QAM 시스템의 블록 다이어그램을 나타내었다. 시뮬레이션 종합적인 변수들은 표 2, 3 에 나타내었다.

표 2. 시뮬레이션을 위한 기본적인 파라미터.
Table 2. Fundamental simulation parameters.

Parameters	Values
Carrier frequency	2GHz
Signal bandwidth	4.8MHz
Sampling frequency	7.68MHz
Vehicle speed	50 Km/h
Fast fading model	Jakes spectrum
Modulation	QPSK/OQPSK
Channel coding	Convolutional Encoder / Viterbi Decoder (K=7,[133 171])
Code rate (QPSK/OQPSK)	1/2
Interleaver	Block Interleaver (504 OFDM Symbols)
Channel estimation	Perfect Compensation

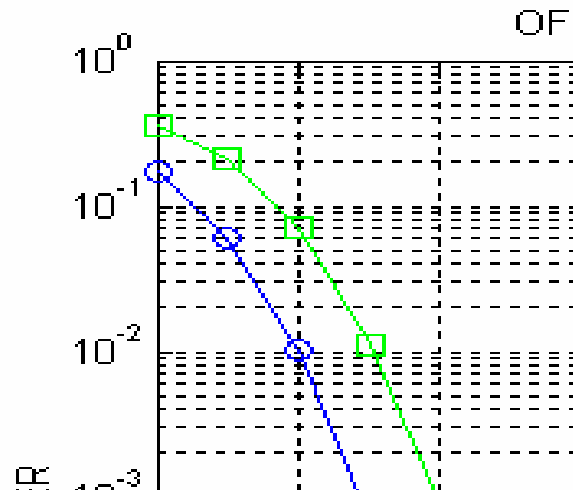
표 3. 시뮬레이션을 위한 기본적인 OFDM 파라미터.
Table 3. Fundamental OFDM simulation parameters.

Parameters	Values
Useful OFDM symbol duration	66.66 us
Cyclic prefix duration	16.67 us
Overall OFDM symbol duration	83.33 us
Inter-carrier spacing	15 kHz
FFT size	512
Modulated sub-carrier	320

이 변수들은 3GPP에서 제안하고 있는 UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) 모

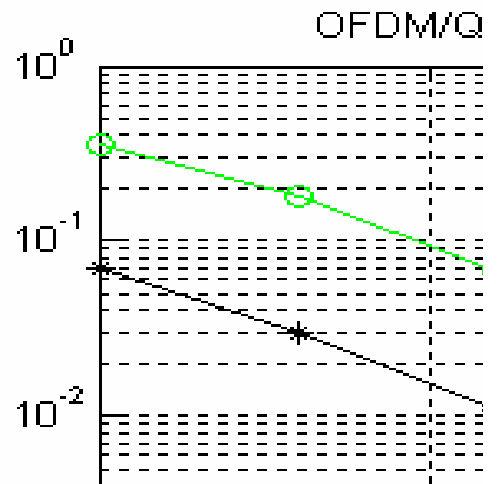
델을 참고로 하였으며, AWGN 채널 및 1 path Rayleigh fading 채널에서 시뮬레이션하였다 [6]. 채널코딩은 컨볼루션 부호를 사용하였고 부호화율은 1/2이고 구속장은 7이다. 또한 변조방식으로 QPSK 및 OQPSK를 사용하였다.

그림 8에서는 AWGN 환경 및 Vehicular Speed 가 50Km/h인 1 path Rayleigh Fading 환경에서 OFDM/QAM 시스템 및 OFDM/OQAM-IOTA 시스템의 BER 성능을 제시한다.



(a) AWGN 환경.

(a) AWGN environment.



(b) 1-path Rayleigh fading 환경.

(b) 1-path Rayleigh fading environment.

Fig. 8. OFDM/QAM과 OFDM/OQAM-IOTA의 Eb/No

vs. Coded BER Performance Curve.

하지 않음으로서, 더 많은 전송율을 지원할 수 있을
을 알 수 있다.

표 4. 정보 전송률.
Table 4. Information rate.

Modulation	Code Rate	OFDM/QPSK Information Bit Rate [Mbps]	OFDM/QPSK-IOTA Information Bit Rate[Mbps]	Increase of Spectral Efficiency
QPSK/ OQPSK	1/2	3.84	4.8	25%

AWGN 상황에서 OFDM/QAM 시스템에 비해 OFDM/OQAM -IOTA 시스템이 1 dB 더 좋은 성능을 보여주고 있다. 이는 보호 구간을 사용하지 않음으로 인한 성능 이득이다. 50km, Flat Fading 채널 상황에서 BER 10^{-4} 에서 약 3dB 정도 이득이 있음을 볼 수 있는데 이는 OFDM/OQAM-IOTA 시스템이 일반적인 OFDM/QAM 시스템보다 도플러에 의한 ICI 에 더 강인하기 때문이다. 그리고 표 4는 각각의 구조에 대해 정보 전송률을 보여주고 있다. OFDM /OQAM-IOTA 시스템이 약 25%의 데이터 전송 이득을 가지는데 이는 보호 구간을 사용하지 않음으로써 보호 구간만큼, 더 많은 정보를 전송할 수 있기 때문이다.

VI. 결 론

본 논문은 OFDM/OQAM-IOTA 시스템에 대하여 소개하였으며, OFDM/OQAM-IOTA 시스템을 위한 perfect channel estimation 방법을 제시하였다. 또한 AWGN 환경 및 1-path Rayleigh fading 환경에서 OFDM/OQAM-IOTA 시스템 및 OFDM/QAM 시스템의 성능을 비교하였다. AWGN 상황에서는 IOTA시스템이 10^{-4} 에서 1dB 더 좋은 성능을 나타낸다. 또, 50km, Flat fading 상황에서는 IOTA 시스템이 10^{-4} 에서 BER 약 3dB 성능이 더 좋음을 볼 수 있다. 또한 guard interval 을 사용

본 연구는 한국과학재단 목적 기초 연구 (R01-2003-000-10685-0) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] 3GPP, "TR 25.892: Feasibility study for OFDM for UTRAN enhancement", ver. 0.3.1, Aug. 2003.
- [2] France Telecom, " IOTA, an advanced OFDM modulation for UTRAN enhancement: presentation and potentials", Tdoc R1-03-0014, RAN1#30 meeting, San Diego, USA, Jan. 7th 10th 2003.
- [3] Wavcom, "Removing the guard interval in the OFDM physical layer introducing the OFDM/OQAM IOTA physical layer", Tdoc R1-03-0087(88), RAN1#30 meeting, San Diego, USA, Jan. 7th 10th 2003.
- [4] Wavcom, "Technical description of the OFDM/IOTA modulation", Tdoc R1-03-0168, RAN1#31 meeting, Tokyo, Japan, Feb. 18th 21st 2003.

- [5] D. Lacroix, J. P. Javaudin, "A new channel estimation method for OFDM/OQAM", Proceedings of 7th International OFDM Workshops, Hamburg, 10th - 11th Sept. 2002.
- [6] D. Lacroix, N. Goudard and M. Alard, "OFDM/QAM vs. OFDM/Offset QAM for high data rate UMTS downlink transmission," in Proc. IEEE VTC, Oct. 2001, vol. 4, pp. 7-11.

기술원 주임연구원

1992년 ~ 2003년 : 한국전자통신연구원 책임연구원 (팀장)

2003년 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신대학원 부교수

<주관심분야> 4세대 이동통신 시스템, WiBro, UWB 및 DMB 시스템 무선 전송 규격

주 효 (周 曉)



2003년 7월 : 남경 우전대학교 전자공학과 (공학사)

2003년 9월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

<주관심분야> 4세대 이동통신 시스템, MIMO 시스템, Wavelet-based OFDM 시스템

허 주 (許 周)



2002년 2월 : 인하대학교 전자공학과 (공학사)

2004년 2월 : 인하대학교 전자공학과 (공학석사)

2004년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신 대학원 박사과정

<주관심분야> 4세대 이동통신 시스템, MIMO 및 Smart Antenna, 무선자원 할당방식

장 경 희 (張慶熙)



1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1992년 2월 : Texas A & M Univ., EE Dept. (공학박사)

1989년 ~ 1990년 : 삼성 종합