

# 다중경로 페이딩 채널에서 QAM을 사용하는 OFDM시스템의 효율적인 등화기법 설계 및 성능분석

정회원 남 성 식\*, 백 인 기\*, 조 성 호\*

## Design and Performance Analysis of the Efficient Equalization Method for OFDM system using QAM in multipath fading channel

Sung Sik Nam\*, In Ky Back\*, Sung Ho Cho\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)을 사용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiflexing)시스템에서 비이상적인 채널에 고속으로 데이터를 전송 시 발생하는 신호의 왜곡으로부터 보다 빠르고 효율적으로 등화를 하기 위한 등화기법을 제안하였다. 일반적으로 기존 OFDM 시스템 등화기법으로 주파수 영역에 단일 탭 선형 등화기를 사용하는 방법이 많이 사용 되었다. 이 경우 실제시스템에서 채널 환경이 시간에 따라 빠르게 변화게 될 경우 채널에 의한 왜곡을 완벽하게 보상해 줄 수 없다. 그러므로 본 논문에서는 주파수 영역에 단일 탭 선형 등화기를 적용하는 대신 비선형 등화기를 적용하였으며 비선형 등화기의 단점인 낮은 SNR (Signal-to-Noise Ratio)에서의 급속한 성능 저하를 보완해주기 위하여 시간영역에 선형 등화기를 병행 사용하였다. 주파수 영역의 경우 비선형 등화기를 적용함에 있어 in-phase성분과 quadrature성분으로 구성되어 있는 QAM신호가 complex 채널 통과 시 fading에 의해 왜곡된 신호도 noise에 의해 왜곡된 신호처럼 in-phase성분과 quadrature성분의 amplitude만이 변하므로 기존의 등화기 구조에서 cross성분을 제거하였고 이로 인하여 발생할 수 있는 약간의 오차를 보상해 주기위해 시간영역 등화기와 수렴 속도가 빠르고 오차가 적은 알고리즘을 사용하여 복잡도가 줄어든 등화기 구조를 제안하였다. 시간영역의 경우 채널왜곡에 강한 Goldcode를 training-sequence로 보호구간에 삽입하여 매 frame 마다 등화를 행하여 주파수영역 등화기의 성능을 보완해줌으로써 기존의 등화기법과 비교하여 보다 빠르고 효율적인 등화를 수행할 수 있는 등화기법을 제안 하였다.

### ABSTRACT

In this paper, the efficient equalization method for OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiflexing) system using the QAM (Quadrature Amplitude Modulation) in multipath fading channel is proposed in order to faster and more efficiently equalize the received signals that are sent over real channel.

In generally, the one-tap linear equalizers have been used in the frequency-domain as the existing equalization method for OFDM system. In this technique, if characteristics of the channel are changed fast, the one-tap linear equalizers cannot compensate for the distortion due to time variant multipath channels. Therefore, in this paper, we use one-tap non-linear equalizers instead of using one-tap linear equalizers in the frequency-domain, and also use the linear equalizer in the time-domain to compensate the rapid performance reduction at the low SNR (Signal-to-Noise Ratio) that is the disadvantage of the non-linear equalizer.

\* 한양대학교 전자공학과

논문번호: 99479-1130, 접수일자: 1999년 11월 30일

※ 본 논문은 한국과학재단 특정기초 제2세부과제 부분적인 연구과제임. 1999-2-302-002-3

In the frequency-domain, when QAM signals, consisting of in-phase components and quadrature (out-of-phase) components, are sent over the complex channel, the only in-phase and quadrature components of signals distorted by the multipath fading are changed the same as signals distorted by the noise. So the cross components are canceled in the frequency-domain equalizer. The time-domain equalizer and the adaptive algorithm that has lower-error probability and fast convergence speed are applied to compensate for the error that is caused by canceling the cross components in the frequency-domain equalizer.

In the time-domain, To compensate for the performance of frequency-domain equalizer the time-domain equalizer equalizes the distorted signals at a frame by using the Gold-code as a training sequence in the receiver after the Gold-codes are inserted into the guard signal in the transmitter.

By using the proposed equalization method, we can achieve faster and more efficient equalization method that has the reduced computational complexity and improved performance.

## 1. 서론

최근의 통신 기술은 유선에서 무선으로, 아날로그 방식에서 디지털 방식으로, 음성 위주의 서비스에서 비음성 부가 서비스를 추가하는 방향으로 급속하게 발전하고 있다. 특히, 최근 유무선 채널에서 고속으로 데이터를 전송할 수 있는 방식으로 다중 반송파를 사용한 OFDM방식이 많은 관심을 끌고 있다<sup>[1-5]</sup>.

그러나, OFDM 방식 시스템은 역 방향 링크에서 각 사용자마다 채널 추정을 정확히 해야 하는 어려움이 있다. 선형 채널 상에서는 완벽하게 심볼간의 간섭을 제어하지만 주파수 선택적인 페이딩 현상과 같은 비이상적인 채널 특성이 존재하게 되면 심각한 잡음의 영향과 심볼간의 간섭이 계속 존재하게 된다. 따라서 고속 데이터 전송 시에는 신호의 왜곡 현상이 더욱 심화되어 이에 적합한 등화가 필요하다. 그러므로 비이상적인 채널에서 야기되는 비선형적인 왜곡에 대한 강한 대응력을 갖춘 등화기와 어떠한 변화에도 적절한 대응력을 가진 채널 추정기가 필요하게 된다. 이러한 요구에 비추어 볼 때, OFDM 방식에서의 등화방식의 비교분석 및 등화기 알고리즘 개발에 대한 연구가 진행되어야 한다.

본 논문에서 II장에서는 OFDM시스템 개요에 관한 설명을 하였고, III장에서는 채널 환경분석 및 채널 왜곡에 대한 대처 방안에 대하여 설명하였다. IV장에서는 OFDM시스템에서의 일반적인 등화기법과 제안된 등화기법을 비교하였으며 V장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통한 제안된 방식의 성능 비교 결과를 나타내었고, 마지막으로 VI장에서는 결론을 맺는다.

## II. OFDM 시스템 개요

일반적으로 고전적인 병렬 전송방식은 전체

signal frequency band를 N개의 non-overlapping frequency subchannels로 나누어 사용하였으나 이 방식은 spectrum의 사용에 있어서 비효율적이다. 그래서 새로이 제안된 방식이 overlapping multicarrier modulation 방식이다. 그러나 이 경우 부반송파간에 혼선을 막기위해 부반송파간에 직교성이 유지되어야 한다. 이러한 multicarrier 전송방식 중 가장 효과적인 것 중의 하나가 OFDM방식이다.

OFDM 방식은 데이터를 여러 개의 비트 열로 나누고 이 열을 여러 개의 반송파를 사용하여 변조하는 방식이다. 즉, OFDM 시스템은 직렬 비트 열을 병렬 비트 열로 바꾸어서 주파수가 서로 다른 다수의 부반송파를 사용하여 정보를 분산시켜 전송하는 시스템이다. 하나의 반송파를 사용하여 데이터를 순차적으로 전송하는 경우보다 전송되는 심볼 간격이 길어져 채널의 지연시간 영향을 덜 받게 되며 연속된 심볼 간의 간섭을 줄일 수 있어 다중 경로 채널에 대해 강하다. 또한 스펙트럼의 효율을 높일 수 있으며 고속 전송이 가능하여 bandwidth efficiency가 좋다<sup>[4,5]</sup>.

그림 1은 기본적인 OFDM 송수신기 구조를 나타낸 것이다.

위 그림 1에서 QAM 신호를 사용할 경우 OFDM 시스템의 송신부 출력신호를  $x(t)$ 라 하면 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} C_m(k) e^{j2\pi f_m(t-kT_s)} f(t-kT_s) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} [I_m(k) + jQ_m(k)] \cos(2\pi f_m(t-kT_s)) + j \sin(2\pi f_m(t-kT_s)) f(t-kT_s) \\
 &\quad + j \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N-1} [I_m(k) \sin(2\pi f_m(t-kT_s)) + Q_m(k) \cos(2\pi f_m(t-kT_s))] f(t-kT_s)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

( $m = 1, 2, \dots, M$ )

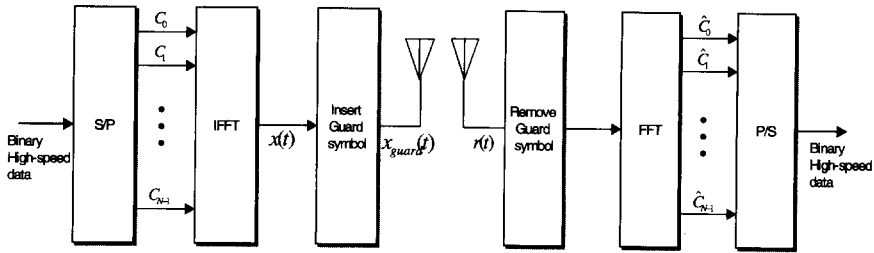


그림 1. 기본적인 OFDM 송수신기 구조

여기서  $C_m$ 은 complex number로  $C_m = I_m + jQ_m$  이고  $I_m$ 과  $Q_m$ 는 각각  $\pm 1, \pm 3$ 을 나타내는 in-phase 신호와 out-of-phase (quadrature) 신호이고  $T_s$ 는 OFDM신호의 심볼 주기를 나타낸다. 그리고  $f_m$ 는 m번째 부반송파의 주파수로 각 부반송파의 직교성을 유지시키기 위해 반송파간의 간격을  $\frac{1}{T_s}$ 의 배수로 잡으면 부반송파 신호는 다음과 같게 된다.

$$f_m = f_0 + m\Delta f = f_0 + m / N\Delta t \quad (2)$$

OFDM 시스템은 서로 겹치는 N개의 부반송파로 구성되므로 심볼율이  $f_s$ 이고 심볼 간격이  $\Delta t (= 1/f_s)$ 이면 부반송파 주파수  $f_m$ 는 다음과 같게 된다.

$$f_m = f_0 + m/T_s \quad (m = 0, \dots, N-1 \& T_s = N\Delta t) \quad (3)$$

그리고  $f(t)$ 는 각 심볼의 pulse waveform으로 다음과 같이 정의 된다.

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (otherwise) \end{cases} \quad (4)$$

그리고 이 때 부반송파 신호는

$$\phi_{k,m}(t) = g_m(t - kT_s) \quad (m = 0, \dots, N-1 \& k = -\infty, \dots, \infty) \quad (5)$$

$$g_m(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_m t} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (6)$$

이고, 각 부반송파의 스펙트럼은 다음과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} F\{g_m(t)\} &= T_s \text{sinc}(f - f_m)T_s \\ &= T_s \text{sinc}(\pi(f - f_m)T_s) / \pi(f - f_m)T_s \end{aligned} \quad (7)$$

식 7의 부반송파의 스펙트럼을 그림으로 나타내면 다음과 같다.

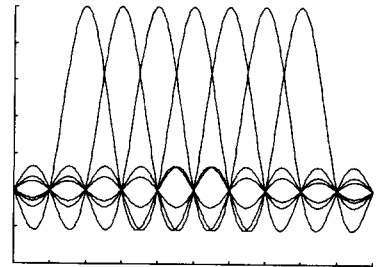
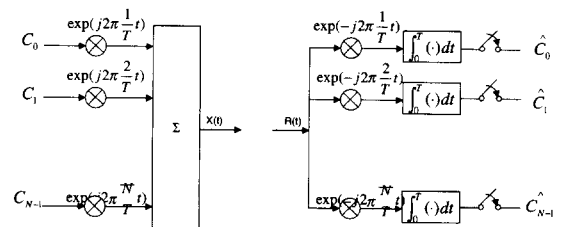
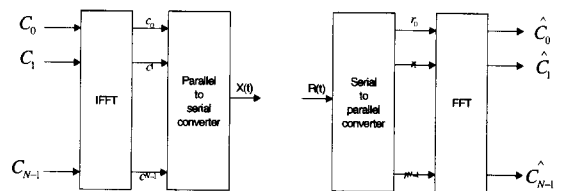


그림 2. OFDM의 부반송파 스펙트럼

그림 2에서 알 수 있듯이 각 부반송파는 다른 부반송파 주파수에서는 0이 되어 주파수상에 있어 부반송파는 직교성을 이루게 된다. 이 부반송파들간에 직교성을 위하여 송신단과 수신단에서 FFT를 사용한다. FFT를 사용할 경우 DFT를 사용할 때 보다 operation 수를  $N^2$ 에서  $N \log N$ 로 줄일 수 있다.



(a) OFDM system using QAM



(b) OFDM system using IFFT and FFT

그림 3. OFDM 시스템 구조

그림 3의 (a), (b)는 각각 QAM신호를 사용한 OFDM시스템의 구조와 이 구조와 수학적으로 등가적이며 IFFT와 FFT를 이용하여 OFDM시스템을 구현한 구조를 나타낸 것이다.

### III. 채널환경 분석 및 채널 왜곡 해결 방안

본 논문에서 모의 실험에 사용한 채널의 경우 ETSI에서 제시한 COST-207 다중경로 환경을 바탕으로 채널을 모델링 하였다. 이 채널의 경우 전형적인 도시 채널환경에서부터 유도된 다중경로 채널로 채널의 경로는 20개로 하였다<sup>[3]</sup>. 각각의 경로에서 random delay는 negative exponential law에 따라 분포되어 있으며 random phase는 0과  $2\pi$  사이에 uniform하게 분포되어 있으며 random attenuation은 Rayleigh분포를 가진다. 그래서 수신된 신호  $r(t)$ 의 modulus는 Rayleigh 분포를 따르며 phase는 0과  $2\pi$  사이에 uniform한 분포를 가진다. 그리고 만일 채널의 경로 수,  $N_p$ 가 충분히 크다고 한다면 수신된 신호  $r(t)$ 는 central limit 이론에 의해 평균이 0인 complex Gaussian random process가 된다. 표 1에는 모의 실험에 사용된 다중경로 채널의 파라미터를 나타내었다. 채널 특성 파라미터에서 알 수 있듯이 지형 및 구조물에 의해 다수의 짧은 시간 지연을 갖는 반사파와 긴 시간 지연을 갖는 반사파 성분들이 존재한다.

표 1. Mutipath channel model : drawing of 20 paths corresponding to the COST-207 urban

Ray	Delay[s]	Modulus	Phase[rad]
1	1.0030	0.0576	4.8550
2	5.4221	0.1768	3.4191
3	0.5186	0.4071	5.8645
4	2.7518	0.3036	2.2159
5	0.6029	0.2588	3.7581
6	1.0166	0.0618	5.4302
7	0.1436	0.1503	3.9520
8	0.1538	0.0515	1.0936
9	3.3249	0.1850	5.7752
10	1.9356	0.4001	0.1545
11	0.4300	0.2957	5.9284
12	3.2289	0.3508	3.0530
13	0.8488	0.2629	0.6286
14	0.0739	0.2259	2.1285
15	0.2039	0.1710	1.0995
16	0.1942	0.1497	3.4630
17	0.9244	0.2401	3.6648
18	1.3813	0.1166	2.8338
19	0.6406	0.2212	3.3343
20	1.3687	0.2597	0.3939

본 논문에서 사용한 다중경로 채널의 경우 기저대역 수신 신호는 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N_p} \rho_n(t) s[t - \tau_n(t)] \tag{8}$$

식 8을 normalize 시키면 아래 식 9와 같아진다.

$$r(t) = \frac{\sum_{n=1}^{N_p} \rho_n(t) s[t - \tau_n(t)]}{\sqrt{\sum_{n=1}^{N_p} \rho_n(t)^2}} \tag{9}$$

식 8과 9에서  $s(t)$ 는 기저대역 송신 신호,  $N_p$ 는 채널의 다중 경로 개수,  $\rho_n(t)$ 와  $\tau_n(t)$ 는 각각 n번째 경로의 complex attenuation과 delay를 나타낸다. 일반적으로 각 경로의 attenuation과 delay는 time-variant 하다. 여기서 채널의 도플러 스프레드를  $B_d$ 라고 하면 mobile receiver의 경우 mobile speed를 라고 하고 carrier frequency를  $f_0$ 라고 하면 도플러 스프레드는 식 10과 같아진다.

$$B_d \cong \frac{v}{c} f_0 \tag{10}$$

본 논문에서 모의 실험에 사용된 carrier frequency가 88~108Mhz이며 최대 mobile speed를 200 km/h라고 하면 위 식 10에 적용한 결과 도플러 스프레드는 20 Hz가 된다.

Correlation 을 0.5라고 했을 때 channel coherence time  $T_c$ 는 다음과 같아진다.

$$T_c \cong \frac{1}{B_d} = 50ms \tag{11}$$

그리고 mean excess delay(first moment of power delay)는

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=1}^{N_p} a_n^2 \tau_n}{\sum_{n=1}^{N_p} a_n^2} = 1.4641e-6 \text{ sec} \tag{12}$$

where  $\begin{cases} a_k : \text{Modulus} \\ \tau_k : \text{excess delay time} \end{cases}$

이고, second moment of power를 다음과 같다고 할 때

$$\frac{\sum_{n=1}^{N_r} a_n^2 \tau_n^2}{\sum_{n=1}^{N_r} a_n^2} = 6.2968e-11 \text{ sec} \quad (13)$$

rms delay spread  $\sigma_r$ 는 식 14와 같아진다

$$\sigma_r = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} = 7.7990e-6 \text{ sec} \quad (14)$$

그러므로 correlation이 0.5일 때 coherence bandwidth  $B_c$ 는 다음과 같아진다.

$$B_c \equiv \frac{1}{5\sigma_r} = 25.644 \text{ kHz} \quad (15)$$

채널의 분석결과에서 알 수 있듯이 채널의 coherence time ( $T_c=50ms$ )은 본 모의 실험에서 사용된 신호의 유효심벌 길이 ( $T=1000\mu s=1ms$ )와 비교해 볼 때 매우 크다. 이는 채널이 천천히 변화함을 의미하며 slow fading이 발생함을 의미한다. 그리고 채널의 coherence bandwidth의 경우 모의 실험에서 사용된 bandwidth와 비교시 채널의 coherence bandwidth가 25.644kHz인 반면 모의 실험에서 사용된 bandwidth는 512kHz이므로 채널의 coherence bandwidth가 상대적으로 작기 때문에 frequency selective fading이 발생한다.

분석한 결과에서 알 수 있듯이 slow fading과 frequency selective fading이 발생한다. 그러므로 frequency selective fading 왜곡에 대응하기 위해 adaptive equalization, spread spectrum, pilot signal 중 적어도 한가지 이상의 방법을 사용 후 왜곡이 감소되면 diversity와 error correcting code와 interleaving을 이용하여야 하며 slow fading에 의한 왜곡에 대응하기 위해서는 error correcting code와 interleaving을 이용하여야 한다. 우선 slow fading에 의한 채널 왜곡에 대응하기 위한 방법으로 전송 심볼에 충분한 redundancy 즉, 보호구간을 부가하는 방법을 그리고 error correcting code로 convolutional coding과 interleaver를 적용하였다<sup>[6,7]</sup>. 위 방법을 적용하여 모의 실험을 하여본 결과 AWGN환경에서는 충분히 보상을 하여 주었으나 fading channel을 통과 시 아직까지 frequency selective fading에 의한 잡음의 영향과 심볼간의 간섭이 계속 존재하였다. AGWN환경에서는 단순히  $E_b/N_o$  높임으로서 성능을 향상 시킬 수 있다. 그러나

frequency selective fading 환경에 의한 왜곡의 경우 단순히  $E_b/N_o$ 를 높이더라도 성능이 개선되지 않는다. 그러므로 앞에서 언급한 frequency selective fading 왜곡에 대응하기 위한 방법을 적용하여야 한다. 이 방법들 중 일반적으로 등화기는 frequency selective fading과 slow fading에 의한 왜곡을 보상하는데 있어 효과적이다<sup>[7]</sup>. 따라서 고속전송 시에는 신호의 왜곡 현상이 더욱 심화되어 이에 적합한 등화기가 필요하게 된다<sup>[1-5]</sup>.

#### IV. 제안된 등화기법

일반적으로 기존 OFDM 시스템 등화기법으로 주파수 영역에 단일 탭 선형 등화기를 사용하는 방법이 많이 사용되었다. 이 경우 실제시스템에서 채널 환경이 시간에 따라 빠르게 변하게 될 경우 채널에 의한 왜곡을 완벽하게 보상해 줄 수 없다. 그러므로 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 일반적인 등화기법인 주파수 영역에 단일 탭 선형 등화기를 사용하는 대신 비선형 등화기를 적용하였으며 비선형 등화기의 단점인 낮은 SNR에서의 급속한 성능 저하를 보완해주기 위하여 시간영역에 선형 등화기를 병행 사용하였다.

##### 1. 주파수영역 등화기

OFDM 시스템의 Baseband에서의 QAM신호의 in-phase신호와 quadrature신호  $x_i(t)$ ,  $x_q(t)$ 가 다음과 같다면

$$x_i(t) = A(t) \cos[\phi(t)] \quad (16)$$

$$x_q(t) = A(t) \sin[\phi(t)] \quad (17)$$

Passband에서 변조된 QAM신호  $x(t)$ 는 다음과 같아진다.

$$\begin{aligned} x(t) &= A(t) \cos(\omega_c t + \phi(t)) \\ &= x_i(t) \cos(\omega_c t) - x_q(t) \sin(\omega_c t) \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 QAM신호는 complex신호 이므로 complex baseband equivalent 신호로 바꾸면 다음과 같다.

$$x(t) = x_i(t) + jx_q(t) \quad (19)$$

그리고 complex channel의 임펄스 응답을  $h(t)$ 라

고 하고 complex channel output의 in-phase와 cross성분이 다음식과 같다면

$$r_i(t) = x_i(t) * h_i(t) - x_q(t) * h_q(t) \quad (20)$$

$$r_c(t) = x_i(t) * h_q(t) + x_q(t) * h_i(t) \quad (21)$$

complex baseband 시스템의 응답  $r(t)$ 는 아래와 같아진다.

$$\begin{aligned} r(t) &= x(t) * h(t) \quad (22) \\ &= r_i(t) + jr_c(t) \\ &= \{x_i(t) + jx_q(t)\} * \{h_i(t) + jh_q(t)\} \\ &= \{x_i(t) * h_i(t) - x_q(t) * h_q(t)\} + j\{x_i(t) * h_q(t) + x_q(t) * h_i(t)\} \end{aligned}$$

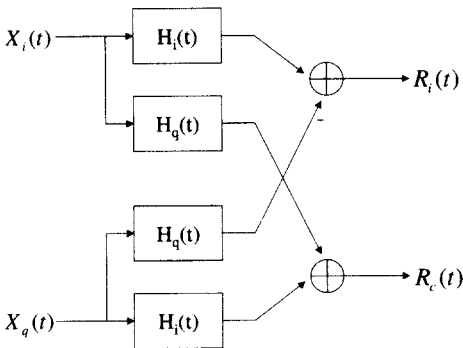


그림 4. Complex baseband system 구조

그림 4은 식 22를 바탕으로 QAM신호의 complex baseband system의 구조를 나타낸 것이다.

이와 같이 complex channel을 통과한 QAM신호의 왜곡을 보상해주기 위해서는 complex equalizer를 사용하여야 한다. Complex equalizer의 경우 real in-phase equalizer는 complex channel을 통과한 QAM신호의 in-phase성분인  $r_i(t)$ 과 cross성분인  $r_c(t)$ 로 인한 ISI를 제거하며 channel의 비대칭성에 의한 in-phase성분인  $r_i(t)$ 와 cross성분인  $r_c(t)$ 사이에서 발생하는 cross-interference는 cross-coupling equalizer에 의해 제거될 수 있다<sup>18)</sup>.

Complex channel을 통과한 QAM신호를 보상해 주기 위한 기존의DFE(Decision Feedback Equalizer)경우 그 구조가 매우 복잡하며 complexity가 기본적인 DFE와 비교시 매우 커지게 된다. 그러므로 OFDM시스템에 효과적인 주파수영역 등화기를 제안하려고 한다. 우선 앞에서 소개된 기존

의 DFE는 그 복잡도가 매우 크므로 효과적이지 못하다.

QAM신호는 in-phase성분과 quadrature성분으로 구성되어있고 각각의 성분은 서로에 대하여 독립적 이므로 fading에 의해 왜곡된 신호도 noise에 의해 왜곡된 신호처럼 in-phase성분과 quadrature성분의 amplitude만이 변한다. 그러므로 noise에 의한 왜곡을 보상해 주는 것과 마찬가지로 기존의 등화기에서 서로 cross된 성분을 제거하고 in-phase와 quadrature성분에 각각 등화기를 사용하여 등화를 한다. 이 방법의 경우 기존의 DFE등화기 구조와 비교해 볼 때 cross된 성분을 제거하였으므로 기존의 등화기 보다 복잡도를 줄일 수 있다.

### 2. 시간영역 등화기

본 논문에서 제안하는 시간영역 등화기법은 다음과 같다. OFDM 각각의 심볼은 두 부분으로 되어 있는데, 실제 신호부분과 보호구간이다.

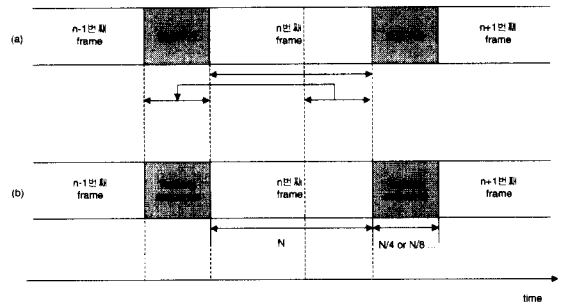


그림 5. 본 논문에서 제안된 frame구조

일반적으로 보호구간의 경우 그림 5-(a)와 같이 신호의 마지막 부분을 신호의 시작부분에 붙여 줌으로서 만든다. 그런데 그림 5-(b)와 같이 보호구간을 training으로 활용하여 보호구간에 training sequence를 넣어 매 frame마다 빠른 알고리즘을 이용하여 등화를 하여 주면 일반적으로 복잡도가 덜한 선형 등화기를 사용할 수 있다. 시간영역에 비선형 등화 방법을 쓸 경우 일반적으로 사용되는 결정 제환 신호를 제환값으로 사용할 수 없으므로 그 구조가 매우 복잡해진다. 그러므로 제안된 방법을 이용하여 복잡도를 줄일 수 있다.

### 3. Training sequence

지금까지 제안된 등화기법을 사용함으로써 복잡도를 덜 수 있으나 채널에 의한 왜곡이 심한 경우 더 많은 training sequence를 필요로 하게 된다. 그

러나 OFDM시스템의 경우 보호구간의 길이가 한정되어 있고 주파수영역의 경우도 가급적 training 시간을 줄일수록 효과적이므로 보다 짧은 training sequence를 이용하여 왜곡을 잡아 준다면 보다 효과적인 등화가 이루어 질 수 있을 것이다. 현재 사용되는 training sequence로는 PN(pseudo noise) sequence와 Bessel-type pulse등이 있다. 보호구간을 training sequence로 대체하기 위해서는 이 training sequence에 양호한 동기특성과 다른 sequence와 쉽게 구별되어야 한다. 동기 특성을 위해서는 동기가 맞을 때는 큰 auto-correlation값을 가져야 하고 동기가 안 맞을 때는 0에 가까운 auto-correlation값을 가져야 한다. 이러한 신호로는 maximal-length sequence(m-sequence)가 이용되며 cross-correlation 값이 작으면 더욱 좋다. 이러한 auto-correlation 값은 크며 낮은 cross-correlation값을 갖는 sequence가 Gold sequence이다<sup>9)</sup>. 그러므로 본 논문에서는 training sequence로 Rayleigh fading에 특히 강한 Gold code를 이용 training sequence로 사용 함으로 한정된 시간 내에 더 많은 데이터를 전송 할 수 있다.

다음 그림 6은 본 논문에서 제안된 등화기법을 바탕으로 한 시스템의 구조를 나타낸 것이다.

### V. 모의 실험 결과

다음은 본 논문 IV장에서 제안된 등화기법을 바탕으로 MATLAB을 이용하여 AWGN 및 III장에서 모델링한 다중경로 채널에서 주파수 오프셋의 영향을 고려하지 않은 수신신호에 대하여 제안된 등화기법을 바탕으로 모의 실험한 결과이다. 다음 표에 본 모의 실험에서 사용한 주요 파라미터를 나타내었다.

표 2. OFDM시스템 모의 실험에 사용한 주요 파라미터

변조 방식	16 QAM
대역폭 [KHz]	512
FFT size	512
실제 부반송파 수	252
보호구간 개수(gs)	16 or 32 or 64 or 128
유효 심벌 길이( $T_u$ ) [ sec]	1000
보호구간 길이( $T_g$ )[sec]	250 (gs=128)
전체 심벌 길이( $T_s$ )[ sec]	1250 (gs=128)
Sampling time (T)[ sec]	1.953125

그림 7에서 알 수 있듯이 등화기를 제외한 OFDM시스템에서의 AWGN환경하에서 channel coding과 interleaving을 적용하지 않은 상태에서

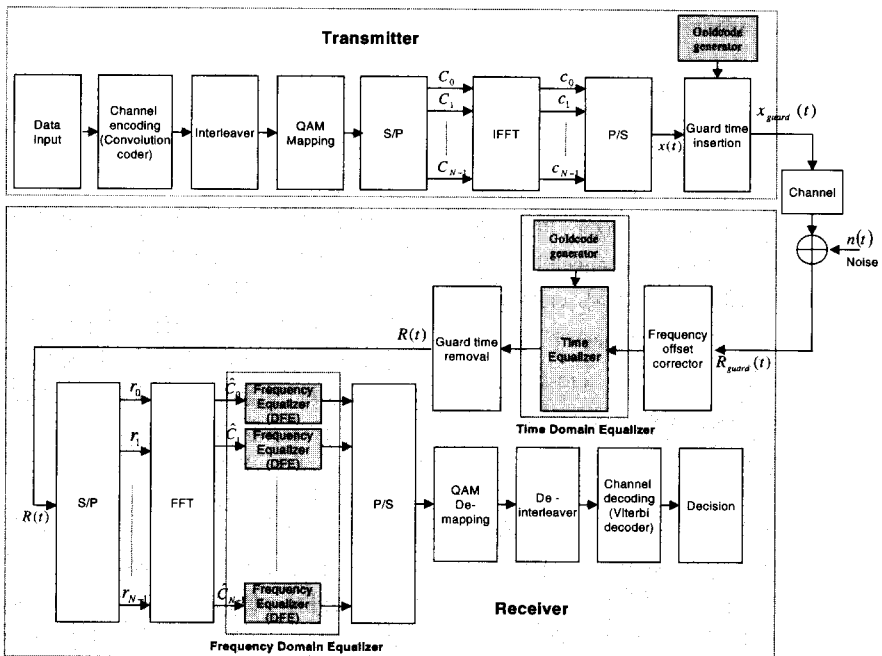


그림 6. 제안된 등화기법을 바탕으로 한 시스템 구조

BER(Bit Error Rate)의 이론 치와 실험치를 비교한 결과 약간의 오차는 있었으나 결과가 거의 같게 나옴을 알 수 있었다. 등화기를 제외한 OFDM시스템에서의 AWGN환경하에서 channel coding과 interleaving을 적용 하였을 때와 적용하지 않았을 때의 모의 실험의 경우 앞에서 언급한 대로 channel coding과 interleaving을 적용한 결과 AWGN환경에서는 시스템의 성능이 향상됨을 알 수 있었다.

그림 8와 9의 BER곡선과 성상도 결과에서 알 수 있듯이 제안된 등화기법을 사용 시 training 신호로 일반적인 PN-code를 사용했을 때보다 Gold-code를 사용 했을 때 전체적으로 성능이 향상했음을 알 수 있다. 일반적으로 시간영역 등화기의 경우 DFE등화기가 SNR이 작은 열악한 채널에서는 성능이 급속히 떨어지는 반면 제안된 등화기법을 이용 시 SNR이 작은 환경에서도 충분히 보상을 해줌을 알 수 있었다.

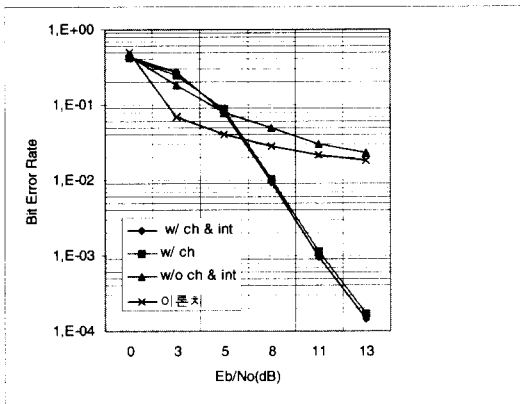


그림 7. BER versus  $E_b/N_0$  curve

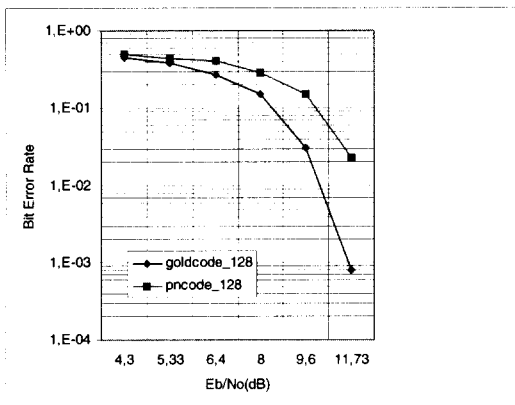


그림 8. 제안된 등화기법에서 Gold-code와 PN-code 사용시 BER 곡선

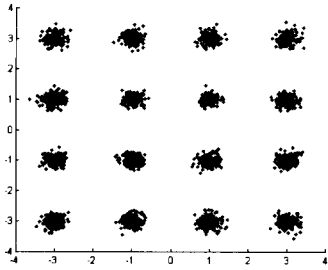
## VI. 결론

본 논문에서는 QAM을 사용하는 OFDM시스템에서 비이상적인 채널에 고속으로 데이터를 전송 시 발생하는 신호의 왜곡으로부터 보다 빠르고 효율적으로 등화를 하기 위한 등화기법을 제안하였고, 그에 따른 성능 분석을 하였다. 모의 실험 결과에서 알 수 있듯이 가우시안 노이즈 환경에서는 channel coding과 interleaver를 이용 왜곡을 보상해 줄 수 있었으나 비이상적인 채널을 고속으로 통과 시 채널에 의한 왜곡을 보상해 주지 못하였다. 본 연구에서 제안된 등화기법을 적용한 결과 선형 등화기를 쓰는 대신 빠른 수렴 알고리즘을 사용하고, 매 프레임마다 보호구간에 채널왜곡에 강한 Gold-code를 training 신호로 사용하여 등화를 해줌으로써 비선형 등화기의 단점 및 선형 등화기의 문제점을 보완해주는 동시에 보호구간에 training 신호를 넣음으로써 보호구간을 원래의 목적외에 training 신호 두 가지 목적으로 사용함으로써 효율적인 등화를 수행함을 알 수 있다.

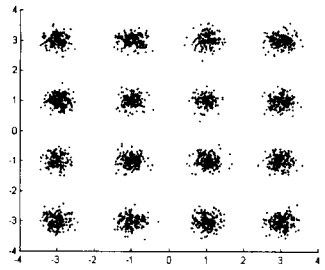
## 참고 문헌

- [1] Jukka Rinne, "An Equalization Method Using Preliminary Decisions for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems in Channels with Frequency Selective Fading", *IEEE VTC*, 1996.
- [2] J.A. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission : an idea whose time has come", *IEEE Trans. Mag.*, pp.5-14, May. 1990.
- [3] Flavio Daffara and Ottavio Adami, "A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques", *IEEE Letters*, pp.804-809, 1995.
- [4] Ramjee Prasad, *Universal Wireless Personal Communication, Boston, London* : Artech House, 1998.
- [5] S.B.Weinstein, "Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Trans.on Commun. Technol.*, vol. Com-19, no.5, Oct. 1971.

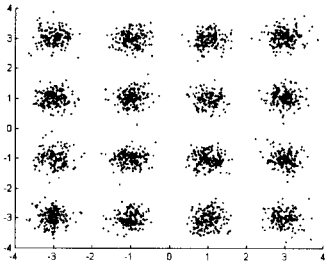




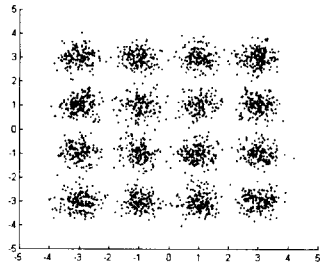
(a) SNR=35, Gold-code



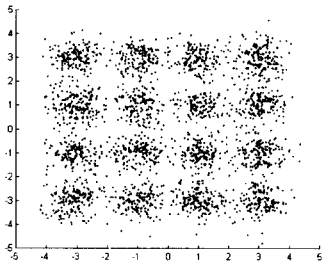
(b) SNR=35, PN-code



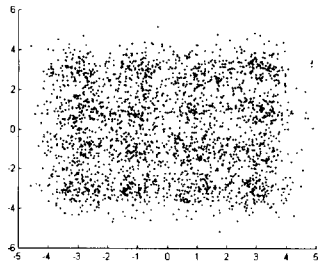
(c) SNR=30, Gold-code



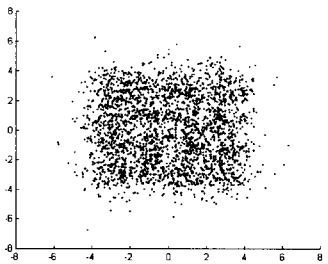
(d) SNR=30, PN-code



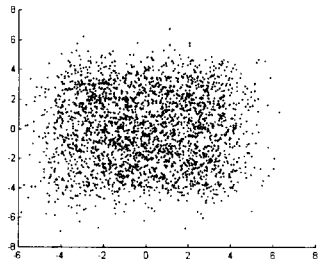
(e) SNR=25, Gold-code



(f) SNR=25, PN-code



(g) SNR=15, Gold-code



(h) SNR=15, PN-code

그림 9. 제한된 등화기법에서 Gold-code와 PN-code 사용 시 정상도

- [6] Bernard Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization", *IEEE Communication Mag.*, Sep. 1997.
- [7] Bernard Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation", *IEEE Communication Mag.*, July. 1997.
- [8] W.T.Webb and L.Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation*, New York : IEEE Press, 1994.
- [9] Karkkainen, Kari, *Code Families and Their Performance Measures for CDMA and Military Spread-Spectrum Systems*, Univ. Oul, 1996
- [10] S.U.H. Qureshi, "Adaptive Equalization", *Proc. IEEE*, vol.73, n0.9, Sep. 1985.
- [11] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall International Editions, 1996.
- [12] Bernard Widrow and Samuel D. Stearns, *Adaptive signal Processing*, Prentice Hall International Editions, 1985.

남 성 식(Sung Sik Nam)

준회원



1998년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업 (공학사)  
 1998년 8월 ~ 1998년 12월 : 한국 전자통신연구원  
 단말기술연구팀  
 위촉연구원

1999년 1월 ~ 1999년 12월 : 한국전자통신연구원 무선  
 모뎀연구팀 위촉연구원

2000년 2월 : 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업  
 (공학석사)

<주관심 분야> 디지털 신호처리, 적응필터, 디지털  
 통신, 무선통신, SDR

E-mail : ssnam@casp.hanyang.ac.kr

백 인 기(In Ky Baik)



1986년 2월 : 성균관대학교 전자  
 공학과 졸업(공학사)

1986년 2월 ~ 1986년 12월 :  
 현대전자 근무

1989년 2월 : 성균관대학교 대학원  
 전자공학과 졸업  
 (공학석사)

1989년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원

1998년 3월 ~ 현재 : 한양대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중

<주관심 분야> 디지털 신호처리, IMT-2000 단말기

E-mail : igbaik@etri.re.kr

조 성 호(Sung Ho Cho)

종신회원



1982년 2월 : 한양대학교 전자공  
 학과 졸업 (공학사)

1984년 12월 : University of  
 Iowa 전기 및 컴퓨터  
 공학과 졸업(공학석사)

1989년 8월 : University of Utah  
 전기 및 컴퓨터공학과  
 졸업 (공학박사)

1989년 8월 ~ 1992년 8월 : 한국전자통신연구소 부호  
 기술부 선임연구원

1992년 9월 ~ 현재 : 한양대학교 전자공학과 조교수,  
 부교수

<주관심 분야> 신호처리, 적응필터, 디지털통신, 무  
 선통신, 정보통신시스템

E-mail : shcho@casp.hanyang.ac.kr