시변 채널 하의 OFDM 시스템을 위한 등화기법

최 승 국*

An Equalization Technique for OFDM Systems in Time Variant Channels

Seung-kuk Choi*

요 약

시변 채널환경 하의 OFDM 시스템을 위한 등화기법을 제안한다. 시변 페이딩 채널은 전송되는 OFDM 신호에 인접채널 간 간섭을 발생시켜 수신단에서 데이터 재생 시 비트오류율이 증가된다. 본 논문에서는 주파수영역에서 파일럿 심볼을 이용하여 이러한 인접채널간섭을 감소시킴으로서 비트오류율을 개선시킬 수 있는 등화기법을 제안한다. 이 등화기법을 이용한 OFDM 시스템에서 발생되는 비트오류율이 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석된다.

ABSTRACT

An equalization technique for OFDM systems in time variant fading environment is described. Time variant channels lead to interchannel interference which increases the bit error rate. A frequency domain equalizer using pilot symbols is proposed. The equalizer decreases the interchannel interference affecting the error performance. The effectiveness of the proposed technique is analyzed via computer simulation.

키워드
OFDM, 시변 채널, 등화

I. 서 론

무선통신 채널을 통해 신호가 전송될 때 다중경로 전파 때문에 수신되는 신호에 인접심볼간섭이 발생된다. OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 방식에서는 전송될 데이터를 우선 N개씩 블록화 한 후에 병렬화 시킨다. 이 병렬화 된 데이터를 서로 다른 주파수를 가지는 N개의 직교 부반송파(subcarrier)로 변조시켜서 동시에 전송함으로써 전송 심볼의 주기를 원래 데이터의 주기보다 N배 길어지게 한다. 따라서 고속 데이터전송 시 다중경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 때문에 발생되는 심볼 간 간섭문제를 쉽게 해결할 수 있다[1]. 이러한 OFDM의 장점으로 인하여 고속의 데이터 전송에 적합하기 때문에 OFDM 방식은 휴대인터넷의 표준전송방식으로 채택 되였다[2].

OFDM 방식에서는 그러나 심볼의 길이가 길어지므로 단말기가 이동할 때 발생되는 도플러(Doppler) 페이딩에 의한 시변(time variant) 채널에 취약하다[3]. 도플러 페이딩은 OFDM 부반송파 신호들 간에 인접 부반송파 간섭(ICI: inter carrier interference)을 발생시킨다. 송신심볼이 주파수 선택적 Rayleigh 다중경로채널을 통하여 전송될 때 그 크기 및 위상이 변화되어 성상도상에 변화가 생긴다. 이러한 성상도를 원래의 정확한 모습으로 복원하기 위한 채널 추정방식으로 파일럿 심볼을 이용한 방식(PSAM: pilot symbol assisted modulation)이 고안되어

* 인천대학교 정보통신공학과 교수
접수일자 : 2007. 2. 6

현재 시스템에 사용되고 있다[2, 3]. PSAM 방식은 정보 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 심볼을 추가로 삽입하여 전송하는 방식으로, 수신단에서는 채널을 통하여 전송되어 온 파일럿 심볼들의 크기 및 위상 변화로부터 채널의 상태를 추정하고 이 추정 값을 이용하여 수신된 정보심볼의 크기 및 위상을 등화(equalization)시키는 방식이다.

그러나 시변 채널환경하의 PSAM OFDM 시스템에서는 ICI로 인하여 데이터 비트오류율(BER: bit error rate)이 증가되는 문제가 있다[3]. 따라서 이러한 BER 성능열화를 개선하기 위하여 여러 등화기법들이 연구 되였다[4, 5]. 연구 [4]에서는 주파수영역에서 전송채널을 추정하고 고유의 수정된 LMS 등화기를 사용하였다. 연구 [5]에서는 시간영역에서 시변채널을 추정하고 등화 시킨다. 그러나 현재 휴대인터넷표준[2]등에서는 모두 주파수영역에서 파일럿 심볼을 이용한 등화기법을 사용한다. 그러므로 본 논문에서는 주파수영역에서 파일럿 심볼을 이용하여 시변 채널에 의한 BER 성능열화를 개선시킬 수 있는 등화기법을 연구하고자 한다.

Ⅱ. OFDM 전송시스템

그림 1의 OFDM 기저대역(baseband) 전송시스템의 구성도에서와 같이 데이터는 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 심볼로 매핑 되어 주기 T_s인 소스심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기(S/P)를 거쳐 N개의 부반송파로 각각 변조된다. 소스심볼들은 N개씩 블록화 된 후 병렬화 되므로 블록의 길이는 $T = NT_s$가 된다. 그림 1의 변조기(modulator) 출력에 나타나는 한 블록 소스심볼들이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$의 모양은 다음 식(1)과 같다[1].

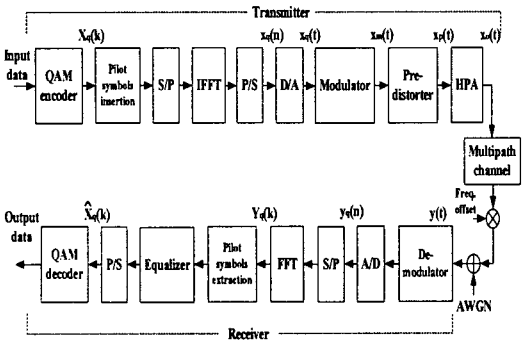

그림 1. OFDM 전송시스템 구성도
Fig. 1. Block diagram of OFDM system

$$x_m(t) = g_T(t)\sum_{k=0}^{N-1} \{a(k)\cos[2\pi(f_n + f_k)t] - b(k)\sin[2\pi(f_n + f_k)t] \quad (1)$$

이 때 f_n은 변조주파수이고 $f_k = k\Delta f$ 이며 각 부반송파간의 주파수 간격 Δf 가 $1/T$일 때 각 부반송파는 서로 직교성이 있다. 식 (1)에서 $a(k) + jb(k) = X_q(k)$는 QAM encoder 출력에 나타나는 심볼의 성상도를 나타내며, $a(k)$는 k번째 심볼의 I성분, $b(k)$는 Q성분을 나타낸다. 이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$의 복소포락선(complex envelope)이 $t = nT_s$ 때마다 샘플링 된 신호 $x_q(n)$은 다음 식과 같다.

$$x_q(n) = (1/\sqrt{N})\sum_{k=0}^{N-1} X_q(k)exp(\frac{j2\pi kn}{N}) \quad (2)$$

식 (2)는 $X_q(k)$의 이산 역 Fourier 변환의 모양이다. 그러므로 OFDM 변조를 그림 1의 송신기에서와 같이 소스심볼을 IFFT (inverse fast fourier transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음 RF(radio frequency)변조시키는 방법으로 간단하게 실현시킬 수 있다[1].

송신기 출력신호 $x_0(t)$는 전송 도중에 다중경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향으로 인하여 채널특성이 한 OFDM 블록 T 시간 내에서도 변화 된다. L개의 다중경로로 인한 수신신호의 이산복소포락선 $y_m(n)$은 다음과 같다.

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l)\, x_e(n-l) \quad (3)$$

위 식에서 $h(n, l)$는 이산시간 n에서의 l번째 경로의 채널 임펄스응답이다. 대역통과 AWGN 잡음 $w(t)$의 영향까지 고려할 때, 수신신호의 복소포락선 $y_q(t)$가 $t = nT_s$때마다 샘플링 된 이산복소포락선 $y_q(n)$은 다음과 같다.

$$y_q(n) = y_m(n) + w(n) \tag{4}$$

이 때 $w(n)$은 대역통과된 AWGN 잡음에 의한 복소변수이다. 그러면 N개의 $y_q(n)$을 FFT하여 $Y_q(k)$를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_q(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} y_q(n)\exp(-j2\pi kn/N) \\ &= \alpha(k) + \beta(k) + W(k) \end{aligned} \tag{5}$$

여기에서 $\alpha(k)$와 $\beta(k)$는 다음과 같다[3].

$$\alpha(k) = \sum_{l=0}^{L-1} H_0^l \exp(-j2\pi lk/N) \tag{6}$$

$$\beta(k) = \sum_{m\neq k}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X(m)\, H_{(k-m)}^l \exp(-j2\pi lm/N) \tag{7}$$

위 식에서 $H_{(k-m)}^l$은 아래 식과 같이 시변 다중경로채널 $h(n, l)$의 (m-k)번째 부반송파 주파수응답(전달함수)을 표시한다.

$$H_{(k-m)}^l = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} h(n,l)\, exp(-j2\pi n(k-m)/N) \tag{8}$$

식 (6)에서 H_0^l은 아래 식과 같이 OFDM 한 블록시간 T 동안의 l번째 경로 시간응답 $h(l, n)$의 평균주파수응답이 된다.

$$H_0^l = 1/N \sum_{n=0}^{N-1} h(n,l) = \overline{h(n,l)} \tag{9}$$

그러므로 식 (5)에서 $\alpha(k)$는 k번째 부반송파에 대한 시간 T 동안의 평균채널전달함수이고 $\beta(k)$는 시변채널에 의한 ICI 성분이며 W(k)는 w(n)의 FFT이다. 그러므로 송신 심볼 $X_q(k)$가 k번째 부반송파를 통하여 전송되면서 도플러 다중경로 주파수 선택적 페이딩 및 AWGN의 영향을 받아서 그 크기와 위상에 변화가 생긴 $Y_q(k)$로 수신단에서 재생된다. 따라서 $Y_q(k)$는 각 부반송파의 전달함수 $H(k)$로 추정된 채널전달함수 $\hat{H}(k)$의 역과 곱해져서 등화 된다.

$$\hat{X}_q(k) = Y_q(k)/\hat{H}(k) \tag{10}$$

최종적으로 $\hat{X}_q(k)$가 애초에 송신된 $X_q(k)$와 같은 성상도 내에 속하는가의 여부에 따라 데이터 BER이 결정된다. 이 때 송신단에서 정보심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 파일럿 심볼 $P(k)$를 추가로 삽입하여 전송하며, 채널을 통하여 전송되어 온 이 훈련신호가 FFT되어 재생된 $\hat{P}(k)$로부터 채널의 전달함수를 추정한다(LS 채널 추정 방식).

Ⅲ. 시변 다중경로 채널에서의 등화기법

본 절에서는 시변 다중경로채널에서 ICI가 인근 부반송파에 주는 영향을 분석한 후에, 이 ICI에 의한 영향을 작게해주는 새로운 등화기법을 기술한다. 전송경로의 수가 L인 채널을 통과한 후 재생된 심볼 $Y_q(k)$를 식 (5) - (8)을 이용하여 다시 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} Y_q(k) = \sum_{m=0}^{N-1} X(m)\,[H_{(k-m)}^0 &+ H_{(k-m)}^1 exp(-j2\pi n/N) + \\ &+ H_{(k-m)}^{L-1} exp(-j2\pi m(L-1)/N)] + W(k) \end{aligned} \tag{11}$$

위 식 (11)을 행렬형태로 표현하면 아래 식과 같다.

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{HX} + \boldsymbol{W} \tag{12}$$

여기에서 $\boldsymbol{Y}, \boldsymbol{X}, \boldsymbol{W}, \boldsymbol{H}$를 아래 식과 같이 정의한다.

$$\boldsymbol{Y} = [\,Y_0\ Y_1 \ldots\ldots\ Y_{N-1}\,]^T \tag{13}$$

$$\boldsymbol{X} = [\,X_0\ X_1 \ldots\ldots\ X_{N-1}\,]^T \tag{14}$$

$$\boldsymbol{W} = [\,W_0\ W_1 \ldots\ldots\ W_{N-1}\,]^T \tag{15}$$

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots\cdots & a_{0,N-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \cdots\cdots & a_{1,N-1} \\ \cdot & \cdot & \cdots\cdots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdots\cdots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdots\cdots & \cdot \\ a_{N-1,0} & a_{N-1,1} & \cdots\cdots & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \tag{16}$$

위 식 (16)에서 $a_{k,m}$항은 식 (11)과 (12)에서의 H에 대한 값이다.

$$a_{k,m} = H^0_{(k-m)} + H^1_{(k-m)} exp(-j2\pi m/N) + \cdots\cdots + H^{L-1}_{(k-m)} exp(-j2\pi m(L-1)) \tag{17}$$

채널의 특성이 블록주기 T 시간 동안 변화하는 시변 채널의 경우에는 m이 k가 아닌 경우에도 ICI로 인하여 $H^l_{(k-m)}$값이 존재하게 된다. 그러므로 식 (16)에서의 대각선 항들만 고려되는 종래의 단일 탭 등화기에서는 ICI 성분에 의해 BER 성능이 나빠진다. 그런데 고속 데이터 전송 환경에서는 OFDM 한 블록주기시간 T가 작으므로 상대적으로 T 시간동안의 시변채널의 변화가 작다. 이 경우에는 ICI가 인근 부반송파에만 영향을 미치기 때문에 식 (16)의 H 행렬에서 대각선 항에 인접하여 평행한 항들만 값을 가지고 멀리 떨어진 항 값들은 0이 된다[5]. ICI가 바로 옆 부반송파들과 그 다음 부반송파들까지 만 발생된다면, H는 아래 식과 같은 모양을 가진다.

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & a_{0,2} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{1,0} & a_{1,1} & a_{1,2} & a_{1,3} & 0 & \cdots & 0 \\ a_{2,0} & a_{2,1} & a_{2,2} & a_{2,3} & a_{2,4} & \cdots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdots & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \tag{18}$$

식 (12)에서 위 식의 $a_{1,1}$은 1번째 부반송파의 전달함수이고, $a_{1,2}$는 1번째 부반송파 신호에 의하여 2번째 부반송파에 발생되는 ICI 성분임을 알 수 있다. 그러므로 ICI에 의한 영향까지 고려한 H를 추정하기 위하여 먼저 한 OFDM 블록에 다음과 같은 파일럿 심볼 X = [1000010000100001 .....]T를 송신한다. 그러면 식 (18)과 같은 성질을 가지는 시변 채널을 통과한 후 재생된 심볼은 식 (12)와 (16)의 관계식에서 아래 식과 같이 된다.

$$Y_0 = a_{0,0} + W_0,\ Y_1 = a_{1,0} + W_1,\ Y_2 = a_{2,0} + W_2,\ Y_3 = a_{3,5} + W_3, \ldots\ldots \tag{19}$$

그러므로 기술된 파일럿 심볼을 이용하여 대각선항 및 대각선항과 평행인 $a_{k,m}$값들을 추정할 수 있다. 그러면 먼저 추정된 $a_{0,0}, a_{5,5}, a_{10,10}, \ldots\ldots$ 등으로부터 나머지 대각선 항값 $a_{1,1}, a_{2,2}, a_{3,3}, a_{4,4}, a_{6,6}, \ldots\ldots$ 들을 보간법(interpolation)으로 구한다. 이 때 추정 식 (19)에서 AWGN으로 인한 W_k에 의한 보간오차를 줄이기 위해 LMMSE 보간방식을 이용한다. 그 다음 추정된 $a_{1,0}$와 $a_{6,5}$ ..... 등으로부터 계산속도가 빠른 선형보간법을 이용하여 나머지 대각선 항들과 평행인 $a_{2,1}$, $a_{3,2}, a_{4,3}, a_{5,4}, \ldots\ldots$ 값등을 구한다. 이와 같은 방법으로 파일럿 심볼을 이용하여 ICI 영향에 의한 항들이 포함된 채널추정행렬 H를 구할 수 있다. 수신단에서는 우선 종래의 단일 탭 등화기를 이용하여 심볼 $X'(k)$들을 재생한다. 그 다음 수신된 다음 FFT된 심볼 $Y(k)$에서 이 심볼에 포함된 ICI 추정성분 $a_{k,k-1}X'(k-1) + a_{k,k+1}X'(k+1)$을 감해준다. 그러므로 ICI 영향이 감소됨으로서 BER 성능이 개선된다. 그런데 원래의 정확한 송신심볼 $X(k)$가 아닌 판정에러가 존재할 수 있는 $X'(k)$로 ICI를 감해주는 과정에서 오차가 존재할 수 있다. 그러나 에러심볼 $X'(k)$의 성상도는 주로 $X(k)$ 성상도 인근에 존재하기 때문에 이로 인한 오차의 크기는 크지 않다.

Ⅳ. 모의실험

휴대인터넷을 위한 TTA phase I 표준에 의하면 FFT의 크기는 N= 1024이며 채널의 대역폭은 $10MHz$이다[2]. 따라서 부반송파 간격 $\Delta f = 9.766kHz$이며 샘플

링 주파수는 $10MHz$이다. 보호구간은 $12.8\mu s$로 선정되었고 보호구간을 포함한 한 OFDM 블록의 시간길이 T는 $115.2\mu s$ 이다. 반송파 주파수가 2.3GHz이며 단말기가 120km/h로 이동하면 최대 도플러 주파수 fm은 약 260Hz가 된다. 그림 1에서의 OFDM 전송시스템 구성도에서와 같이 입력 데이터는 Gray 코드를 이용하여 16 QAM 심볼로 매핑 된다. 이 심볼들은 OFDM 변조되어 다중경로 채널을 통하여 전송된다. TTA에서는 매크로셀(macro cell) 크기를 반경 1km로 비교적 작게 규정하고 있다. 그러므로 본 논문에서는 최대지연시간이 $2\mu s$이고 rms 지연시간 τ_{rms}가 $0.4\mu s$인 5탭(tap) 전력지연프로파일(power delay profile)을 가지는 채널모델을 선택한다(표 1).

표 1. 채널 모델
Table 1. Channel model

탭 수	1	2	3	4	5
지연(μs)	0	0.2	0.6	1.0	2.0
탭위치	0	2	6	10	20
전력	0.568	0.239	0.095	0.061	0.037

시변 주파수 선택적 채널응답 $h(n,l)$은 시간과 주파수영역에서 페이딩을 겪는다. 그러므로 채널추정기(estimator)에서는 우선 첫 번째 OFDM 블록 시간에 파일럿 심볼을 이용하여 모든 부반송파들의 채널전달함수를 추정한다. 본 모의실험에서는 다음 매 두 번째 OFDM 블록시간에는 데이터 심볼이 전송되고, 매 세 번째 블록시간에는 다시 파일럿 심볼을 전송하여 다시 이 때의 채널전달함수를 추정한다. 그 후에 첫 번째와 세 번째 블록시간에 추정된 채널전달함수로부터 두 번째 데이터 블록시간 때의 채널전달함수를 선형보간법으로 구한다. 시변채널은 Jake 모델을 이용하여 생성한다.

모의실험 결과로 k번째 부반송파 심볼의 주변 k-2, k-1, k+1, k+2번째 부반송파 심볼에 발생되는 ICI의 평균 크기가 구해져 그림 2에 도시 되었다. 그림 2에서 관찰되듯이 k번째 부반송파에 대한 채널전달함수의 크기를 1로 규준화 시킬 때 그 인근 k+1, k-1번째 부반송파 심볼에 발생되는 ICI의 크기는 0.036이고, 그 다음 인근 부반송파 심볼에 발생되는 ICI의 크기는 0.023으로 그 크기가 작지 않다. 그러므로 작지 않은 크기의 ICI가 인근 여러 개의 부반송파 심볼들에 계속 발생됨을 알 수 있다. 본 논문에서는 파일럿 심볼을 100001000010.... 로 선정한다. 이 것은 각 부반송파 인접 첫 번째, 두 번째 부반송파 ICI 성분만을 등화 시 고려하는 경우가 된다. 그림 3에 종래의 단일 탭 등화기 및 제안된 등화기를 사용했을 때 최대도플러 주파수가 260 Hz인 OFDM 시스템 BER 특성이 도시 되었다. 이 경우 최대도플러 주파수와 OFDM 블록시간의 곱은 $f_m \cdot T = 0.03$이다. 그림 3에서 $\overline{\gamma_b} = \Omega E_b/N_0$인데, 이 때 E_b는 한 데이터 비트 당 신호의 평균에너지이고 N_0는 AWGN의 전력 스펙트럼밀도이며 Ω는 전송채널의 평균페이딩전력이다. 두 등화기의 경우 모두 BER 성능열화로 error floor가 발생된다. 제안된 등화기의 경우에는 앞에서 기술한 것과 같이 각 부반송파들 인근의 첫 번째, 두 번째 부반송파 ICI 성분만 고려함으로서 발생되는 오차로 성능열화가 발생된다. 만일 파일럿 심볼을 1000000001000000010 .... 등으로 선정하면 더 여러 개의 인근 부반송파들에 대한 ICI 성분을 고려할 수 있어 유리하다. 그러나 이 경우 H행렬의 대각선 항으로 표시되는 부반송파 채널전달함수에 대한 추정가능 항의 수자가 적어진다. 그러므로 이 소량의 항들로부터 나머지 부반송파 전달함수 항들을 보간법으로 구하는 과정에 그 오차가 커지는 문제가 발생한다. 그림 3에서와 같이 종래의 단일 탭 등화기의 경우 error floor의 크기가 0.00225이고 제안된 등화기의 경우 그 크기가 0.00124로 제안된 등화기를 사용 시 BER 특성이 개선됨을 알 수 있다.

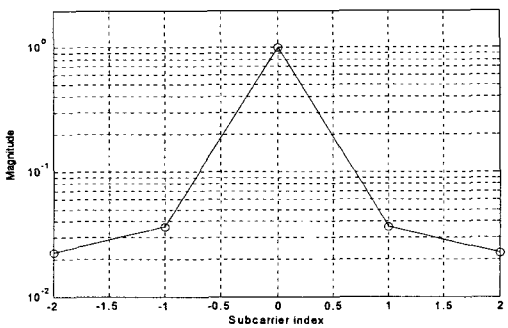

그림 2. ICI 성분의 크기
Fig. 2. Magnitude of ICI components

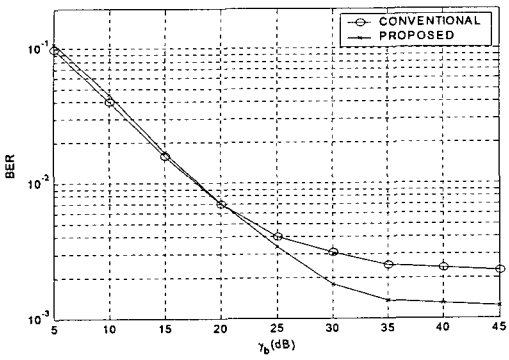

그림 3. $f_m.T$ = 0.03인 OFDM 시스템에서 기존 등화기와 제안된 등화기에 대한 BER 성능
Fig. 3 BER comparison when the conventional and proposed equalizers are applied to OFDM system with $f_m.T$ = 0.03

V. 결 론

시변 주파수 선택적 채널 환경하에서 ICI에 의해 열화되는 OFDM 시스템의 BER 성능을 개선시킬 수 있는 등화기법을 제안하였다. 이 등화기법을 이용하고 TTA가 정한 휴대인터넷 표준안에 따라 파라미터를 정하여 컴퓨터 모의실험에 의하여 시스템의 BER 성능을 분석하였다. 이러한 성능을 평가하기 위해서 우선 데이터가 OFDM 변조, 주파수 선택적 Rayleigh 도플러 시변 페이딩 채널, OFDM 복조, 채널 추정, 등화 되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 그 입·출력 신호 변환 과정을 이산 복소 포락선 함수들로 표현 하였다. 분석 결과, 제안된 등화기를 사용하면 종래의 단일 탭 등화기 경우에 비하여 시변 채널에 의한 BER 성능을 개선시킬 수 있음을 알 수 있었다.

참고문헌

[1] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 931-938, Jul. 1998.

[2] TTA 2.3GHz Portable Internet Project Group, "2.3GHz Portable Internet(WiBro) Overview," May 10 2004.

[3] M. Russell and G.L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," *Proc. IEEE VTC'95*, Chicago, IL, pp.820-824, July 1995.

[4] J. Rinne and M. Renfors, "An improved equalizing scheme for orthogonal frequency division multiplexing systems for time variant channels," *Proc. GLOBECOM* Chicago, pp. 879-883, Nov. 1995.

[5] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An equalization technique for orthogonal frequency division multiplexing systems in time variant multipath channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 1, pp. 27-32, Jan. 1999.

저자소개

최 승 국(Seung-Kuk Choi)

1988.12 Braunschweig Univ. 공학박사
1989. 3 현재 인천대학교
정보통신공학과 교수

※관심분야: 통신시스템, 이동통신 ,동기