

論文98-35S-6-2

시변 다중경로 페이딩 채널에서의 OFDM 등화기법

(An Equalization Technique for OFDM Systems in Time-Variant Multipath Channels)

全元奇*, 張慶熙**, 趙鏞洙*

(Won Gi Jeon, Kyung Hi Chang, and Yong Soo Cho)

요 약

본 논문에서는 시변 다중경로 페이딩 환경에서 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)을 위한 등화기법을 제안한다. 다중경로 페이딩 채널의 시변특성은 OFDM 신호의 직교성을 파괴시키며 이는 인접채널간 간섭(ICI: interchannel interference)을 발생시켜 도플러 주파수에 비례하는 오류를 발생시킨다. 본 논문에서는 다중경로 페이딩 채널의 시변특성에 의해 발생하는 왜곡을 보상하기 위해 시스템의 성능에 주로 영향을 주는 ICI 항만을 고려하여 기존의 주파수영역 등화기법을 수정한 효과적인 등화기법을 제안한다. 제안된 기법이 시변 다중경로 페이딩 환경에서 OFDM 시스템에 적합함을 컴퓨터 모의실험을 통해 확인한다.

Abstract

In this paper, an equalization technique for OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) in a time-variant multipath fading environment is described. A loss of subchannel orthogonality due to time-varying multipath fading channels leads to interchannel interference (ICI) which increases the error floor in proportion to Doppler frequency. A simple frequency-domain equalizer which can compensate the effect of ICI caused by time variation of multipath fading channel is proposed by modifying the previous frequency-domain equalization technique with taking into account only the ICI terms significantly affecting the error performance. The effectiveness of the proposed approach is demonstrated via computer simulation by applying it to OFDM systems when the multipath fading channel is slowly time variant.

I. 서론

무선 데이터 전송방식으로 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 방식이 제안된 이후^[1], 고속 데이터 전송시스템에 적용하기 위한 많은 연구들이 이루어져 왔다. OFDM 방식은 고속데이터

터 전송에서 나타나는 주파수 선택적인 페이딩을 전체 주파수대역을 다수의 협대역 부채널로 분할함으로써 각 부채널의 관점에서는 주파수 비선택적인 페이딩으로 근사화시킨다. 특히 채널의 지연확산(delay spread)보다 긴 cyclic-prefix를 보호구간(guard interval)으로 삽입하면 각 부채널간의 직교성을 유지하면서 인접심볼간 간섭(ISI: intersymbol interference)을 제거할 수 있으므로^{[2] [3]} 수신단의 주파수영역에서 단일탭 등화기를 사용하여 간단하게 주파수 비선택적인 페이딩을 보상할 수 있게 된다. 이러한 OFDM 방식은 효율적인 주파수사용과 다중경로 페이딩에 강한 특성 때문에 디지털 오디오방송(DAB:

* 正會員, 中央大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Engineering, Chung-Ang Univ.)

** 正會員, 電子通信研究所

(Electronics and Telecommunications Research Institute)

接受日字: 1997年5月29日, 수정완료일: 1998年5月28日

digital audio broadcasting), 디지털 텔레비전방송 (DVB: digital video broadcasting) 등의 고속 데이터 전송이 요구되는 시스템에 적합한 것으로 알려져 있다.^{[2] [4] [5]}. 또한 기존의 DS-CDMA 방식에 OFDM 방식을 결합한 MC-CDMA(multicarrier-code division multiple access) 방식은 다수의 사용자들을 동시에 수용하면서 이동통신 환경에 의한 다중경로 페이딩을 극복할 수 있기 때문에 제 3 세대 이동통신 시스템을 개발하기 위한 FPLMTS/IMT-200 (future public land mobile telecommunications service/international mobile telecommunications-2000)과 육내 사무실 환경의 고속 무선 데이터 전송 방식으로 검토중에 있다. MC-CDMA 방식은 OFDM에 기반을 두고 있기 때문에 OFDM 방식의 장점을 그대로 갖게 된다.^{[6] [7]}.

OFDM 방식을 사용하여 고속 데이터 전송시에 나타나는 주파수 선택적인 페이딩을 주파수 비선택적인 페이딩으로 근사화시킬 수 있지만 이러한 근사화는 시간영역에서의 채널의 특성이 한 블록의 OFDM 신호가 전송되는 동안에 변하지 않는다는 가정하에서만 가능하다. 일반적으로 고속 데이터 전송환경에서 OFDM 블록주기 동안 채널의 특성이 변하지 않는다고 가정하고 있지만 실제로는 송·수신기의 상대속도 증가로 인한 도플러확산과 큰 크기의 OFDM 블록 등에 의해 한 OFDM 블록내에서 채널의 특성이 적은 변화율로 변하게 된다. 이러한 느린 채널변화는 선형적인 것으로 볼 수 있는데 그 영향으로 부채널들간의 직교성이 파괴되어 인접 부채널에 영향을 미치는 ICI가 발생하게 되며 이는 수신단에서의 단일탐 등화기로 보상하기 어렵기 때문에 시스템의 성능을 저하시키는 요인이 된다. 따라서 OFDM 구조를 사용하는 전송 시스템에서는 채널의 시변영향을 고려한 등화방법이 필요하며 이를 위한 연구들이 최근에 많이 이루어지고 있다. 안테나 다이버시티 또는 트렐리스 코드변조를 사용하여 ICI 왜곡을 보상하는 기법^[8], 파일럿 심볼을 이용하여 주파수영역에서의 채널의 특성을 추정하고 이를 이용하여 수정된 LMS 등화기를 사용하는 방법^{[9] [10]} 등이 제안되었으나 이러한 방법들은 시간영역에서의 채널의 시변영향을 정확히 고려하지 않고 주파수영역에서의 채널특성만을 고려하기 때문에 정확한 방법이라 할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 시간영역에서의 채널의 시변특성에 의한 ICI를 정확히 고려하여 이를

주파수영역에서의 등화로 보상할 수 있는 간단한 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II절에서 OFDM 시스템의 구조를 간단히 설명하고, 블록 주기 내에서 채널의 특성이 변하는 경우에 ICI가 발생하는 현상을 살펴본다. III절에서는 채널의 시변영향에 의해 발생하는 ICI의 형태를 부채널의 관점에서 분석하고, 이를 보상할 수 있는 효과적인 등화기구조에 대하여 기술한다. IV절에서는 제안된 기법이 도플러 주파수에 의해 발생하는 ICI를 보상할 수 있음을 다중경로 채널에서의 컴퓨터 모의실험을 통해 살펴본 후, V절에서 결론을 내린다.

II. OFDM 시스템과 ICI

그림 1에 OFDM 시스템의 블록도를 나타내었다. $\frac{T_s}{N}$ 의 주기를 갖는 입력 데이터 심볼 $X_m[i]$ 는 직·병렬 변환기를 통해 N 개의 심볼들로 구성된 하나의 블록으로 구성된 후 IDFT (IFFT)에 의해 변조되어 무선채널로 전송된다.

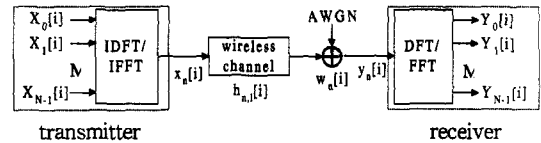


그림 1. OFDM 시스템의 블록도

Fig. 1. A block diagram of an OFDM system.

이 때의 블록의 주기는 OFDM 심볼주기인 T_s 가 되며 $X_m[i]$ 에서 m 은 부채널의 위치를, i 는 OFDM 심볼의 순서를 나타낸다. 변조된 OFDM 심볼은 주기 T_s/N 으로 이산화 되는데 이는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x_n[i] = \sum_{m=0}^{N-1} X_m[i] e^{j2\pi mn/N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

여기에서 n 은 이산화 시간을 나타낸다. 송신단에서는 수신신호를 병렬화하고 DFT(FFT)를 사용하여 복조한다. 표기상의 편의를 위해 OFDM의 심볼순서를 나타내는 인덱스 i 는 이후 삭제하였다.

L 개의 독립적인 경로를 갖는 무선채널을 가정하면 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} x_{n-\tau_l} + w_n = h_{n,0} x_{n-\tau_0} + h_{n,1} x_{n-\tau_1} + \dots + h_{n,L-1} x_{n-\tau_{L-1}} + w_n \quad (2)$$

여기서 $h_{n,l}$ 은 이산화 시간 n 에서의 l 번째 경로의 임펄스응답을 나타내고 τ_l 은 l 번째 경로의 지연시간을 나타내며 w_n 은 가산성 백색 가우스 잡음을 나타낸다. 주파수영역에서의 복조신호 Y_m 은 수신신호 y_n 을 N 개의 데이터로 병렬화한 후 이를 DFT 또는 FFT 하여 얻을 수 있다.

$$Y_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi mn/N}, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (3)$$

식 (2)를 식 (3)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$Y_m = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_k H_{(m-k)}^l e^{-j2\pi lk/N} + W_m, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (4)$$

여기에서 W_m 은 w_n 의 주파수영역 표현으로 다음과 같다.

$$W_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j2\pi mn/N}, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (5)$$

또한 $H_{(m-k)}^l$ 은 시변 다중경로 채널 $h_{n,l}$ 에 대한 주파수영역 표현이다.

$$H_{(m-k)}^l = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l} e^{-j2\pi n(m-k)/N} \quad (6)$$

식 (4)를 k 가 m 인 경우와 m 이 아닌 경우로 분리하여 표현하면 다음과 같다^[8].

$$Y_m = \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_0^l e^{-j2\pi lm/N} \right] X_m + \sum_{k \neq m} \sum_{l=0}^{L-1} X_k H_{(m-k)}^l e^{-j2\pi lk/N} + W_m = \alpha_m X_m + \beta_m + W_m \quad (7)$$

여기에서 α_m 과 β_m 은 다음과 같다.

$$\alpha_m = \sum_{l=0}^{L-1} H_0^l e^{-j2\pi lm/N}, \quad (8)$$

$$\beta_m = \sum_{k \neq m} \sum_{l=0}^{L-1} X_k H_{(m-k)}^l e^{-j2\pi lk/N} \quad (9)$$

α_m 과 β_m 은 각각 m 번째 부채널에서의 곱셈왜곡과 m 이 아닌 다른 부채널에 의한 ICI를 나타낸다. 만약 채널의 특성이 한 블록의 이산화된 OFDM 신호가 전송되는 T_s 동안 변하지 않는다면 $h_{n,l}$ 은 h_l 이 되어 식 (6)은 다음의 표현으로 대체할 수 있다.

$$H_{(m-k)}^l = \frac{1}{N} h_l \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n(m-k)/N} \quad (10)$$

이 때 $k \neq m$ 인 경우에는 식 (10)의 $H_{(m-k)}^l$ 은 0이 되고 따라서 식 (7)의 β_m 이 0이 된다. 그 결과 m 번째 부채널에서는 다른 부채널들에 의한 ICI가 존재하지 않게 되어 직교성이 보장된다. k 가 m 인 경우에는 $H_{(m-k)}^l$ 이 h_l 이 되어 식 (7)의 Y_m 은 m 번째 부채널에서의 곱셈왜곡 α_m 만이 남게 되며 이는 주파수영역에서의 단일펄 등화기를 이용하여 간단하게 보상할 수 있게 된다. 그러나 채널의 특성이 OFDM 블록내에서 변하는 경우에는 식 (8)의 α_m 은 각 경로의 시간영역의 응답을 한 블록주기 동안 평균한 후 모든 경로에 대한 평균값을 더하는 형태가 된다. 따라서 기존의 주파수영역에서 과일렛 심볼을 사용하여 채널을 추정하고 이를 바탕으로 등화를 하는 방법은 시변채널에서는 부적합하게 된다. 또한 각 부반송파들 사이의 직교성이 파괴되어 β_m 도 0이 되지 않기 때문에 복조신호 Y_m 에는 식 (7)과 같이 m 번째 부채널의 곱셈왜곡항과 함께 인접 부채널에 의한 ICI가 포함되어 단일펄 등화기로는 보상하기 어려워진다. 그러므로 시변채널 환경하에서 OFDM 시스템의 성능을 향상시키기 위해서는 각 부채널에서의 시변채널 특성을 고려한 곱셈왜곡과 ICI를 함께 고려하여 주파수영역에서 등화기를 설계해야 하며 다음 절에서 이에 대하여 기술한다.

III. 시변 다중경로 채널에서의 등화기법

본 절에서는 도플러 주파수가 존재하는 시변 다중 경로 채널에서 ICI가 어떤 형태로 각 부채널에 영향을 주는지를 분석하여 행렬형태로 표현한 후 이를 보상할 수 있는 단순화된 기법에 대하여 기술한다.

경로의 수가 L 인 경우에 식 (4)를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$Y_m = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_k H_{(m-k)}^l e^{-j2\pi lk/N} + W_m = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \{ H_{(m-k)}^0 + H_{(m-k)}^1 e^{-j2\pi k/N} + \dots + H_{(m-k)}^{L-1} e^{-j2\pi k(L-1)/N} \} + W_m \quad (11)$$

이를 행렬형태로 표현하면 다음과 같다.

$$Y = HX + W \quad (12)$$

여기에서 Y, X, W, H 는 다음과 같이 정의한다.

$$Y = [Y_0 \ Y_1 \ \dots \ Y_{N-1}]^T, \quad (13)$$

$$\mathbf{X} = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_{N-1}]^T, \quad (14)$$

$$\mathbf{W} = [W_0 \ W_1 \ \dots \ W_{N-1}]^T, \quad (15)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \dots & a_{0,N-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \dots & a_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,0} & a_{N-1,1} & \dots & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

식 (16)의 $a_{m,k}$ 는 다음과 같이 정의된다.

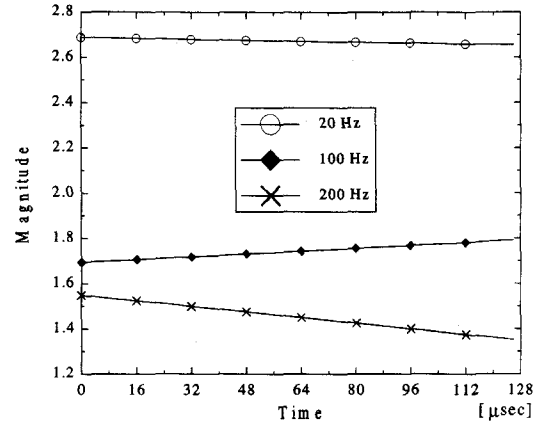
$$a_{m,k} = H_{(m-k)}^0 + H_{(m-k)}^1 e^{-j\pi k/N} + \dots + H_{(m-k)}^{L-1} e^{-j2\pi k(L-1)/N}, \quad (17)$$

$$0 \leq m, k \leq N-1$$

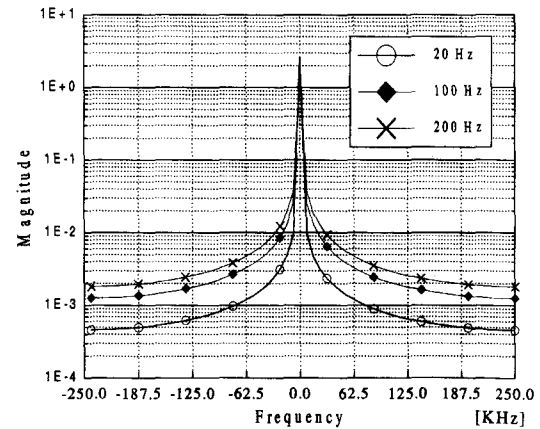
채널의 특성이 블록주기 T_s 동안 변하지 않는 경우에는 식 (17)에서 k 가 m 이 아닐 때 $H_{(m-k)}^l$ 가 모두 0이 되므로 식 (17)에서 k 가 m 인 대각선항만이 남게 되고 나머지는 0이 된다. 그러나 T_s 동안 시변일 경우에는 k 가 m 이 아닌 경우에도 $H_{(m-k)}^l$ 가 존재하게 된다. 그 결과 \mathbf{H} 행렬의 모든 원소는 0이 아닌 값을 가질 수 있게 된다. 식 (12)에서 \mathbf{X} 를 구하기 위해서는 행렬 \mathbf{H} 와 \mathbf{H} 의 역행렬을 구해야 하며 \mathbf{H} 는 큰 크기의 행렬이므로 실시간으로 역행렬을 구하는 것은 불가능하다. 하지만 고속 데이터 전송 환경에서는 1 블록 주기 동안의 다중경로 페이딩 채널의 변화가 느리기 때문에 블록주기 내에서는 각 경로의 변화는 적은 기울기를 갖는 직선형태로 근사화할 수 있다. 즉 채널의 시변율을 나타내는 상대적 도플러 주파수 변화율(Δf_D)을 T_b/f_D 로 정의하면 $\Delta f_D < 0.1$ 인 채널의 임펄스응답은 직선으로 근사화할 수 있다. 이러한 현상을 주파수 영역에서 해석하면 적은 기울기를 갖는 직선의 에너지는 대부분 DC 부근에 집중되어 있게 된다. 따라서 식 (16)의 \mathbf{H} 행렬에서 DC 성분을 나타내는 대각선항과 그 인접 몇 개항만이 대부분 영향을 주게 되고 나머지 대각선 항에서 멀리 떨어진 항들은 거의 영향을 주지 않게 된다. 그림 2(a)는 도플러 주파수가 20, 100, 200Hz인 상황에서 1 블록의 OFDM 신호가 전송되는 동안의 채널의 크기응답 변화를 도시한 것이다. 여기에서 채널의 크기응답은 Jake 모델을 사용하여 구했다. 이 그림으로부터 1 블록내에서 채널의 특성이 선형적으로 변하는 것으로 모델링되며 그 기울기는 도플러 주파수가 증가할수록 커지는 것을 알 수 있다.

그림 2(b)는 세가지 경우에 대한 각각의 주파수영역에서의 크기응답을 나타낸다. 채널의 변화량이 작기 때문에 대부분의 에너지가 DC에 집중되어 있으며 DC

에 인접한 주파수들에 약간의 에너지가 존재함을 알 수 있다. 또한 인접 주파수가 갖는 에너지의 크기는 상대적으로 도플러 주파수가 증가할수록 커지는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 2. 도플러 주파수 변화에 따른 임펄스응답의 시변특성

- (a) 임펄스응답의 한 블록주기 동안의 변화
- (b) 임펄스응답의 주파수영역 크기응답
- (b) 임펄스응답의 주파수영역 크기응답

Fig. 2. The characteristics of a channel impulse response in a slowly time-varying environment.

- (a) Time variation of the channel impulse response for different Doppler frequencies within a block period
- (b) Corresponding magnitude responses for different Doppler frequencies

이러한 현상을 m 번째 부채널에서 살펴보면 다음과 같다. 주된 ICI를 발생시키는 인접 부채널들의 전체

수를 q 라고 할 경우 식 (17)의 $a_{m,k}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a_{m,k} = 0 \text{ for } |m-k| \geq \frac{q}{2} \quad (18)$$

즉, m 번째 부채널의 좌·우 각각 $q/2$ 개의 부채널들이 ICI를 일으키는 중요한 요소가 되며 나머지 항들은 그 영향이 미약하므로 0으로 근사화하였다. 식 (16)에 식 (18)의 규칙을 적용할 경우 H 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \cdots & a_{0,\frac{q}{2}} & 0 & \cdots & 0 \\ a_{1,0} & a_{1,1} & & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & & \vdots \\ a_{\frac{q}{2},0} & & & & & & 0 \\ 0 & & & & & & \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & \cdots & 0 & a_{N-1,N-\frac{q}{2}} & \cdots & a_{N-1,N-2} & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

다중경로 채널을 통해 수신된 신호는 복조후 식 (12)의 형태가 되며 이는 주파수 비선형적 왜곡으로 나타나지만 식 (12)에서 H 행렬의 형태는 ICI를 포함하는 식 (16)이 되므로 도플러 주파수가 높은 경우에 이를 단일탭 등화기로 보상하기는 힘들다. 부채널에 의한 ICI를 모두 고려하면 이상적인 등화형태는 전체 H 행렬을 이용하는 것으로 $X = H^{-1}Y$ 가 되어야 한다. 그러나 $N \times N$ 크기를 갖는 H 행렬의 역행렬을 구하는 것은 쉽지 않기 때문에 시변채널의 특성을 고려하여 근사화한 식 (19)를 이용하는 것이 바람직하다. 본 절에서는 근사화된 H 행렬을 이용하여 최소한의 계산량으로 주된 ICI를 보상하는 방법에 대하여 기술한다.

식 (19)에서 알 수 있듯이 근사화된 H 행렬은 0이 아닌 원소가 행렬의 대각선과 그 주위에 집중되어 있는 band matrix 형태가 되며 그 band의 한 쪽 폭은 $q/2$ 가 된다^[12]. 이 경우 식 (19)는 $q \ll N$ 인 조건하에서 0인 원소가 매우 많은 sparse 행렬이 되므로 $H^{-1}Y$ 를 계산하기 위해 H 의 전체 역행렬을 구하는 것은 매우 비효율적이다. 따라서 계산을 단순화시키기 위해 band matrix를 $N-q$ 개의 부행렬로 구성된 block-diagonal 행렬로 재구성한다. 행렬의 재구성에

대한 방법을 그림 4에 도시하였다.

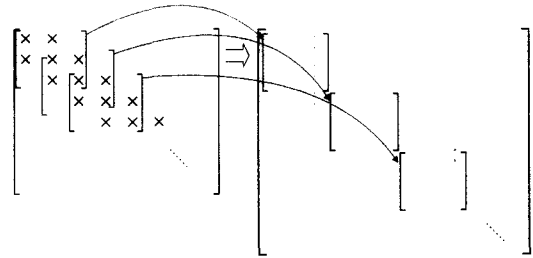


그림 3. block-diagonal 행렬로의 변환방법
Fig. 3. Conversion scheme for construction of a block-diagonal matrix.

위의 방법을 통해 H 행렬을 대각선 항이 부행렬로 이루어진 H' 로 변환시킬 수 있다.

$$H' = \begin{bmatrix} A_0 & & & 0 \\ & A_1 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & A_{N-1-q} \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기에서 H' 행렬의 부행렬 A_n ($0 \leq n \leq N-1-q$)은 다음과 같이 정의한다.

$$A_n = \begin{bmatrix} a_{n,n} & a_{n,n+1} & \cdots & a_{n,n+\frac{q}{2}} & 0 & \cdots & 0 \\ a_{n+1,n} & a_{n+1,n+1} & & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & & \vdots \\ a_{n+\frac{q}{2},n} & & & & & & 0 \\ 0 & & & & & & \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & \cdots & 0 & a_{n+q,n+q} & \cdots & a_{n+q,n+q-1} & a_{n+q,n+q} \end{bmatrix} \quad (21)$$

따라서 식 (12)는 재구성된 H' 를 이용해서 다시 표현할 수 있다.

$$Y' = H' X' \quad (22)$$

여기에서 X' , Y' 는 다음과 같이 정의된다.

$$X' = [X^0 X_1 \cdots X_{N-1-q}]^T$$

$$Y' = [Y^0 Y_1 \cdots Y_{N-1-q}]^T$$

$$X_n = [X^0 X_1 \cdots X_{N+q}]^T$$

$$Y_n = [Y_0 Y_1 \dots Y_{N+q}]^T$$

식 (22)에서 X' 를 추정하기 위해서 다음의 등화방식을 사용한다^[11].

$$X' = (H')^{-1} Y' \quad (23)$$

그런데 H' 는 block-diagonal 행렬이므로 그 역행렬은 각 diagonal 행렬의 역행렬을 구하는 것과 같기 때문에 $(H')^{-1}$ 은 다음과 같다.

$$(H')^{-1} = \begin{bmatrix} A_0^{-1} & & & \mathbf{0} \\ & A_1^{-1} & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & A_{N-1-q}^{-1} \end{bmatrix} \quad (24)$$

따라서 식 (23)은 H' 행렬의 부행렬로 표현할 수 있다.

$$X_n = A_n^{-1} Y_n, \quad 0 \leq n \leq N-1-q \quad (25)$$

식 (25)로부터 $\{X_0 X_1 \dots X_{N-1}\}$ 을 구할 수 있는데 이 때 각 n 에서 구해지는 개수는 $q+1$ 이 된다. 그러나 이 중에서 가장 정확한 값은 부채널 n 의 좌우의 $q/2$ 개씩의 ICI 항을 포함하여 추정한 가운데 항 $X_{n+q/2}$ 이기 때문에 각 n 에 대한 식 (25)의 해에서 $X_{n+q/2}$ 만을 취해야 한다. 이런 방법으로 $N-q-1$ 개의 X_n 을 추정하고 나머지 $0 \leq n \leq (\frac{q}{2}-1)$ 과 $N-\frac{q}{2} \leq n \leq N-1$ 인 경우의 X_n 은 각각 X_0 과 X_{N-1-q} 로부터 구하면 된다. 이와 같은 과정으로 X 를 구하게 되면 식 (18)에서의 $N \times N$ 행렬의 역행렬 연산은 $(q+1) \times (q+1)$ 크기의 역행렬 연산을 $N-q$ 번 계산하는 과정으로 변환된다.

식 (25)의 등화방식에서는 $(q+1) \times (q+1)$ 의 크기를 갖는 A_n 행렬의 역행렬 연산을 $(N-q)$ 번 수행해야 한다. 이는 $N \times N$ 의 역행렬 연산에 비하여 계산과정이 단순하지만 여전히 역행렬 연산을 수행해야 하는 단점이 있다. 다음에는 A_n 행렬의 구조를 이용하여 역행렬 연산을 수행하지 않고 식 (25)로부터 X 를 계산하는 방법을 설명한다. 계산과정을 보다 명확히 보이기 위해 q 가 2인 경우를 예로 들어 설명한다. 먼저 식 (25)의 A_n 의 역행렬을 다음과 같이 표현한다.

$$A_n^{-1} = \begin{bmatrix} a_{n,n} & a_{n,n+1} & 0 \\ a_{n+1,n} & a_{n+1,n+1} & a_{n+1,n+2} \\ 0 & a_{n+2,n+1} & a_{n+2,n+2} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\Delta_n} \begin{bmatrix} b_{n,n} & b_{n,n+1} & b_{n,n+2} \\ b_{n+1,n} & b_{n+1,n+1} & b_{n+1,n+2} \\ b_{n+2,n} & b_{n+2,n+1} & b_{n+2,n+2} \end{bmatrix} \quad (26)$$

여기에서 Δ_n 은 A_n 의 determinant로 다음과 같다.

$$\Delta_n = a_{n,n} a_{n+1,n+1} a_{n+2,n+2} - a_{n,n} a_{n+2,n+1} a_{n+1,n+2} - a_{n+2,n+2} a_{n+1,n} a_{n,n+1} \quad (27)$$

송신 신호 X_n 은 식 (25)와 (26)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$X_{n+1} = (b_{n+1,n} Y_n + b_{n+1,n+1} Y_{n+1} + b_{n+1,n+2} Y_{n+2}) / \Delta_n, \quad 0 \leq n \leq N-3 \quad (28)$$

$$X_0 = (b_{0,0} Y_0 + b_{0,1} Y_1 + b_{0,2} Y_2) / \Delta_0 \quad (29)$$

$$X_{N-1} = (b_{N-1,N-3} Y_{N-3} + b_{N-1,N-2} Y_{N-2} + b_{N-1,N-1} Y_{N-1}) / \Delta_{N-2} \quad (30)$$

식 (28)-(30)에서 필요한 b 는 A^{-1} 을 구하여 얻을 수 있지만 A_n 의 구조($a_{n+2,n} = a_{n,n+2} = 0$)를 이용하면 역행렬 연산을 수행하지 않고 산술적으로 구할 수 있다. 표 1에 b 를 구하기 위해 사용되는 수식을 A_n 행렬의 원소 a 로 나타내었다. 여기에서 필요한 계산량은 $6N+2$ 번의 곱셈과 $3N$ 의 덧셈으로 기존의 등화방법이 N 번의 곱셈이 필요한 것에 비해 계산량이 많이 증가하게 된다.

표 1. A_n 행렬의 특성을 이용하여 구한 b ($q=2$)

Table 1. Expression of b obtained by using the property of A_n ($q=2$).

b	a
$b_{0,0}$	$a_{1,1}a_{2,2} - a_{1,2}a_{2,1}$
$b_{0,1}$	$-a_{0,1}a_{2,2}$
$b_{0,2}$	$a_{0,1}a_{1,2}$
$b_{n+1,n}$	$-a_{n+1,n}a_{n+2,n+2}$
$b_{n,n}$	$a_{n,n}a_{n+2,n+2}$
$b_{n+1,n+2}$	$-a_{n,n}a_{n+1,n+2}$
$b_{N-1,N-3}$	$a_{N-2,N-3}a_{N-1,N-2}$
$b_{N-1,N-2}$	$-a_{N-3,N-3}a_{N-1,N-2}$
$b_{N-1,N-1}$	$a_{N-3,N-3}a_{N-2,N-2} - a_{N-3,N-2}a_{N-2,N-3}$

위에서 설명한 등화기법을 사용하기 위해서는 주파수영역에서의 채널의 특성 H 를 정확히 추정하는 것이

중요하다. 일반적인 채널추정기법으로 송신단의 주파수 영역에서 파일럿 심볼을 삽입하여 수신단의 주파수영역에서 채널의 특성을 추정하는 방법이 있으나 이 방법으로는 시변채널에 의한 ICI를 추정할 수 없으며 H를 정확히 추정하기 위해서는 모든 경로의 시간에 따른 변화를 알아야 한다. 그러나 이것은 실제로 불가능하기 때문에 앞에서 설명한 바와 같이 적은 기울기를 갖는 직선으로 근사화된 채널의 변화를 고려하여 H를 추정하는 방법을 사용한다. 우선 송신단에서 시간영역의 N_p 번째 OFDM 심볼마다 파일럿 신호를 삽입한다. 보호구간으로 사용되는 샘플의 수를 N_G 라고 하면, 파일럿 신호는 $2N_G+1$ 개의 샘플로 구성이 되는데 가운데 샘플은 1이고 나머지 샘플은 0이다. 이 중 앞쪽의 N_G 개의 0은 데이터 블록의 마지막 부분에서 발생하는 다중 경로에 의한 ISI를 흡수하기 위한 것이고, 뒤의 나머지 N_G 개의 0은 다음 블록의 데이터에 ISI 영향을 주지 않게 하기 위해 삽입된다. Δf_D 가 증가함에 따라 N_p 는 작아져야 하며 가장 작은 값은 1이 되고 이 경우는 매 블록마다 파일럿 신호를 삽입하는 경우가 된다. 수신단에서는 $(i-N_p)$ 번째와 i 번째 블록의 파일럿 신호의 선형보간법으로 N_p 블록주기 동안의 채널 임펄스응답의 변화를 추정한다.

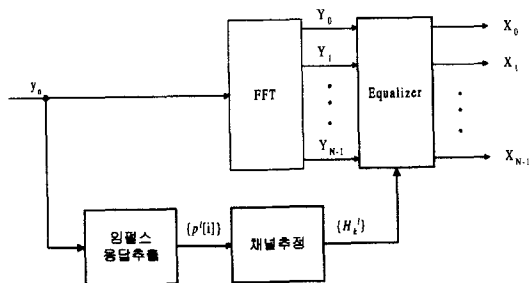


그림 4. ICI의 보상구조

Fig. 4. A structure for compensation of inter-channel interference.

n_p ($0 \leq n_p \leq N_p$) 번째 블록에서의 주파수영역 채널특성인 H를 구하기 위해서는 각 경로에 대해 시간영역에서의 채널값을 FFT 해야 하지만 실제로 필요한 H에서의 항은 식 (20)에서 $|m-k| < \frac{a}{2}$ 일 때이므로 다음의 수식을 사용하여 식 (17)의 $a_{m,k}$ 를 계산한다.

$$H_k^i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ p'[i-N_p] + \frac{p'[i]-p'[i-N_p]}{N \cdot N_p} ((n_p-1)N+n) \right\} e^{-j2\pi n k / N} \quad (31)$$

여기서 $p'[i-N_p]$ 과 $p'[i]$ 은 각각 $i-N_p$ 번째 블록과 i 번째 블록에서 추정된 1번째 경로의 특성이다. 그림 4는 시간영역에서 추정된 임펄스응답을 이용하여 주파수영역에서의 채널특성을 추정하고 이를 이용하여 수신신호를 등화하는 구조를 나타내고 있다.

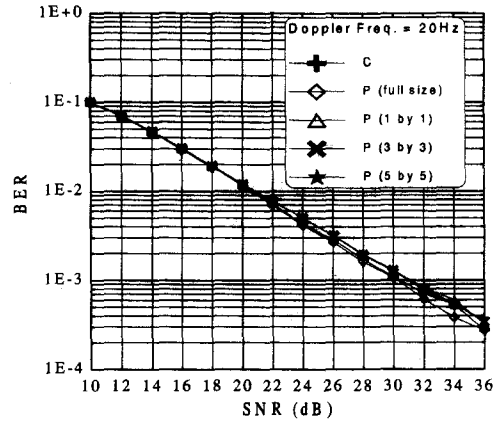
IV. 모의 실험

시변특성을 갖는 주파수 선택적인 페이딩 채널에서 제안된 등화기법이 효과적임을 보이기 위해 OFDM 시스템에 대해서 모의실험을 하였다. 모의실험 환경은 다음과 같다. 채널은 Jake 모델을 사용하였으며 2개의 독립적인 경로를 갖는 two path 채널이다. 각 경로의 평균 전력은 동일하고 경로의 위상은 고정되어 있는 것으로 가정하였으며 경로간의 최대지연확산은 $2\mu\text{sec}$ 로 설정하였다. 반송파주파수는 1 GHz 이며 전체대역폭은 500 KHz로 설정하였다. 전체대역은 64개의 부채널로 나누었으며 따라서 변·복조를 위한 IFFT와 FFT의 크기는 64가 된다. 한 OFDM 블록은 68개의 이산신호로 이루어져 있는데 이중에서 64개는 실제신호이며 1개는 cyclic prefix, 3개는 파일럿 신호이다. 파일럿 신호는 0, 1, 0이다. 변조방식은 16-QAM을 사용하였으므로 데이터 전송율은 1.8824 Mbps ($64 \text{ 부채널} \times (4 \text{ 비트/심볼}) / 136 \mu\text{sec}$)가 되어 파일럿 신호를 사용하지 않은 경우 (2 Mbps)에 비해 0.1176 Mbps 의 전송율 저하를 가져온다. 도플러 주파수는 20 Hz, 100 Hz, 200 Hz를 사용하였으며, Δf_D 는 각각에 대하여 0.272%, 1.36%, 2.72%가 된다. 송신단과 수신단에서의 반송파와 심볼 타이밍은 동기되었다고 가정하였다.

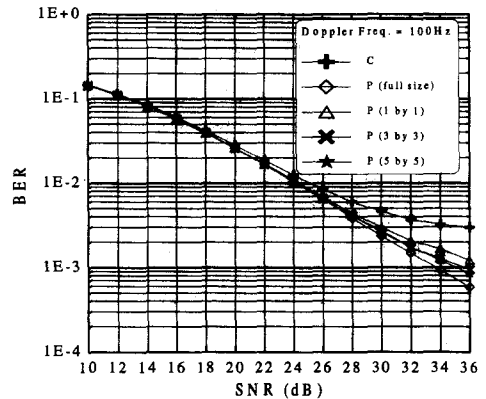
그림 5는 도플러 주파수가 20, 100, 200 Hz 인 경우에 기존의 등화기와 제안된 등화기법의 성능을 비교하고 있다. 기존의 등화기의 성능은 C로 표시하였고 제안된 기법은 P로 표시하였다. 제안된 기법은 ICI의 수 q를 0, 2, 4개 고려하였으며 따라서 계산에 사용된 H 행렬의 크기는 각각 1×1 , 3×3 , 5×5 가 된다. 그림 5(a)에서 볼 수 있듯이 도플러 주파수가 작은 20 Hz에서는 채널의 시변특성을 무시할 수 있기 때문에 기존의 방식과 제안된 방식의 성능이 유사하다. 그러나 도플러 주파수가 100 Hz로 증가한 그림 5(b)의 경우에는 기존의 방법이 2×10^{-3} 의 BER을 얻기 위

해 채널 SNR이 36 dB가 필요하지만 채널변화의 중간값을 구하여 곱셈왜곡을 보상하는 경우(P (1 by 1))에는 30 dB의 채널 SNR에서 같은 BER을 얻을 수 있다. ICI까지 고려한 경우에는 P (full size), P (3 by 3), P (5 by 5)의 성능이 모두 유사함을 알 수 있는데 P (1 by 1)에 비해 약 0.5-1 dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 여기에서 주목할 점은 ICI를 보상하기 위해 사용한 채널의 주파수영역 응답 H 의 크기이다. H 행렬을 전부 이용한 경우와 식 (19)와 같이 근사화한 경우가 비슷한 성능을 갖게 된다. 이는 앞에서도 언급하였듯이 채널의 변화가 적은 기울기를 갖고 직선 형태를 가질 때에는 현재 부채널에 인접한 소수의 부채널에 의해 영향을 받기 때문이다. 도플러 주파수가 200 Hz인 경우에는 기존의 방식과 제안된 방식의 성능차이가 현저하게 나타난다. 그림 5(c)를 보면 기존의 방법에서는 10⁻²의 BER을 얻기 위해 SNR이 29 dB가 되어야 하지만 제안된 방법은 4가지 경우에 23-24 dB의 SNR을 필요로 하여 약 5-6 dB의 SNR 이득을 얻었다. 5×10⁻³ 이하의 BER에서는 ICI 항을 고려한 경우가 곱셈 왜곡만을 고려한 경우에 비해 1-6 dB의 성능 향상을 얻었다. 그림 5(c)에서 full size의 등화방법이 3×3과 5×5의 방법보다 성능이 나쁜 이유는 도플러 주파수가 증가함에 따라 채널의 변화가 커지기 때문에 곱셈왜곡의 중요성이 상대적으로 커져 모든 ICI를 고려하여 등화하는 것이 ICI와 곱셈왜곡을 적절히 고려하여 등화하는 것보다 오히려 성능이 저하된다. 즉, 곱셈왜곡과 함께 주요한 영향을 주는 몇 개의 ICI 항만을 고려하여 등화하는 것이 모든 ICI를 고려하다 오히려 곱셈왜곡을 소홀히 할 수 있는 등화 방식에 비해 성능이 좋다고 볼 수 있다. 따라서 도플러 주파수가 가장 낮은 그림 5(a)에서는 성능의 차이가 거의 없고 도플러 주파수가 100 Hz인 그림 5(b)에서는 full size의 경우가 가장 성능이 우수하며 도플러 주파수가 가장 높은 그림 5(c)에서는 3×3과 5×5의 성능이 더 우수하게 나타난다. 이러한 결과들로부터 본 논문에서 사용한 모의실험 환경에서는 2개의 인접부채널을 고려하여 3×3의 행렬을 구성하여 보상하는 경우가 가장 적합하다고 할 수 있다. 따라서 제안된 기법은 다중경로 채널의 특성이 한 OFDM 블록내에서 시변인 경우에 각 부채널에 영향을 주는 ICI 항중에서 2개의 항만을 고려하여 등화를 함으로써 기존의 방식에 비해 우수한 성능

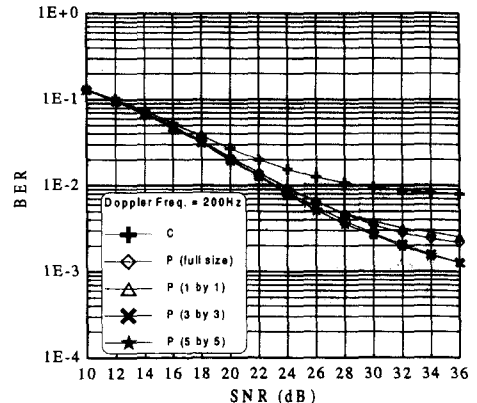
을 나타냄을 알 수 있다.



(a) $f_D = 20$ Hz



(b) $f_D = 100$ Hz



(c) $f_D = 200$ Hz

그림 5. 세 가지 도플러 주파수를 갖는 다중경로 채널 OFDM 시스템에서 기존등화기와 제안된 등화기의 BER 비교

Fig. 5. BER comparisons when the conventional equalizer and proposed equalizers are applied to the multipath channels with three different Doppler frequencies in an OFDM system.

V. 결론

OFDM 시스템에서 다중경로 페이딩을 갖는 무선 이동 채널이 블록주기 동안 변하게 되면 부채널의 직교성이 파괴되며 이는 시스템의 성능을 감소시키는 결과를 가져온다. 본 논문에서는 적은 계산량으로 ICI를 효과적으로 보상할 수 있는 간단한 주파수영역 등화기법을 제안하였다. 고속 데이터 전송환경에서 채널의 변화를 한 OFDM 블록에서 각 경로에 대해 적은 기울기를 갖는 직선으로 가정하여 채널의 ICI를 간단하게 추정하고 이를 이용하여 간단한 계산으로 곱셈왜곡과 함께 ICI도 보상할 수 있음을 보였다.

참고 문헌

- [1] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, July 1985.
- [2] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 224, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [3] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [4] Y. Wu and B. Caron, "Digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 32, pp. 46-52, May 1994.
- [5] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [6] N. Yee, J. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," *Proc. PIMRC*, pp. 109-113, Sep. 1993.
- [7] S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DS-SS-CDMA: performance evaluation for fading channels," *Proc. ICC*, pp. 1722-1726, June 1995.
- [8] M. Russell and G. L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," *Proc. VTC*, pp. 820-824, July 1995.
- [9] J. Rinne and M. Renfors, "An improved equalizing scheme for orthogonal frequency division multiplexing systems for time-variant channels," *Proc. GLOBECOM*, pp. 879-883, Nov. 1995.
- [10] J. Rinne, "An equalization method using preliminary decisions for orthogonal frequency division multiplexing systems in channels with frequency selective fading," *Proc. GLOBECOM*, pp. 1579-1583, Nov. 1996.
- [11] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, KAP, second ed., 1994.
- [12] G. Strang, *Linear Algebra and Its Applications*, SAUNDERS, 3rd ed., 1988.

저 자 소 개



全元奇(正會員)

1969年 5月 25日生 1994年 2月 : 中央大學校 電子工學科 卒業(工學士). 1996年 2月 : 中央大學校 電子工學科 大學院 卒業(工學碩士). 1996年 3月 ~ 現在 : 中央大學校 電子工學科 大學院 博士課程 ※ 주관심 분야 : 디지털 통신 시스템, 적응신호처리, 디지털 recording

張慶熙(正會員)

1962年 6月 20日生 1985年 2月 : 延世大學校 工科大学 電子工學科(工學士). 1987年 2月 : 延世大學校 工科大学 電子工學科(工學碩士). 1992年 8月 : Texas A&M University 電氣工學科(工學博士). 1989年 10月~1990年 3月 : 三星綜合技術院 主任研究員. 1992年 9月~現在 : 韓國電子通信研究所 先任研究員. ※주관심 분야 : 디지털 이동통신 시스템, 스마트 안테나, 고속디지털필터 설계와 성능분석



趙鏞洙(正會員)

1959년 9월 15日生 1984年 2月 : 中央大學校 電子工學科 卒業(工學士). 1987年 8月 : 延世大學校 電子工學科 大學院 卒業(工學碩士). 1991年 5月 : The University of Texas at Austin, Department of Electrical and Computer Engineering(Ph. D). 1984年 1月~1984年 7月 : 金星電氣(株) 研究員. 1992년 3月~現在 : 中央大學校 電子工學科 副教授 ※ 주관심 분야 : 통신 신호처리