

# OFDM 전송시스템의 새로운 채널 보상 및 등화 기법

정희원 서정현\*, 이현\*\*, 정차근\*\*\*, 조경록\*

## A Novel Channel Compensation and Equalization scheme for an OFDM Based Modem

Jung-Hyun Seo\*, Hyun Lee\*\*, Cha-Keon Cheong\*\*\*, Kyoung-Rok Cho\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 방식을 적용하는 ITS (Intelligent Traffic System) 시스템에서 페이딩 채널을 보상하기 위한 새로운 기법을 제안한다. 기존의 방법과는 달리 파일럿 채널을 이용한 채널 보상 회로에 나뉘셈이 없고 간단한 구조의 성능을 저하시키기 않은 알고리즘을 제안하여 회로의 동작 속도와 크기에서 이점을 얻는다. 또한 제안한 회로는 빠른(fast) 페이딩에서 생긴 왜곡을 먼저 보상하고 채널과 심벌의 간섭을 단일 탭 등화기로 제거하여 이중 채널 보상 효과를 얻는다. 모든 알고리즘은 디지털 시스템 구현에 적합하게 제시되고 검증된다. 본 논문의 채널 보상 방법으로 하드웨어 구현 시 사이즈가 20% 감소하며, 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) 방식의 ITS 모델에 적용 시 SNR (Signal-to-Noise Rate)이 10dB 이하에서 3dB 정도 BER (Bit Error Rate)이 개선된 결과를 얻었다.

Key Words : ITS; OFDM; channel compensation; pilot signal; doppler fading

### ABSTRACT

A new fading channel estimation technique is proposed for an OFDM based modem in the ITS system. The algorithm is based on the transfer function extraction of the channel using the pilot signals and compensated the channel preceding the equalization. The newly derived algorithm is division-free arithmetic operations allows the faster circuit operation and the smaller circuit size. Proposed techniques compensate firstly the distortion which is generated at fading channels and secondly eliminate inter-symbol interference. All algorithms are suitability estimated and improved for a system implementation using digital circuits. As the results, the circuit size is reduced by 20% of the conventional design and achieved about 10% performance improvement at low SNR under 10dB in case of ITS system adapted 16-QAM mode.

### I. 서 론

최근, 무선 이동통신 채널에서 OFDM은 다중경로 페이딩 환경에서 고속의 신호를 전송하는데 효

율적인 방식의 하나로 인식되고 있다. 이와 같은 OFDM 방식은 전송될 데이터를 N개의 블록으로 병렬처리하고 상호 직교하는 N개의 부반송파(subcarrier)로 변조시켜 동시에 전송함으로써 본래

\* 충북대학교 정보통신공학과 통신회로 및 시스템설계 연구실(jhseo@lginnotek.com),

\*\* 한국전자통신연구원 이동통신연구소 텔레매틱스연구팀(hyunlee@etri.re.kr),

\*\*\* 호서대학교 정보제어공학과(cheong@office.hoseo.ac.kr)

논문번호 : 020464-1018, 접수일자 : 2002년 10월 18일

의 데이터 주기보다 N배의 심볼 주기를 갖도록 한다. 이로 인해 단일반송파 방식에 비해 심볼간의 간섭이 줄어드는 장점이 있어[1, 2], 디지털 방송, 무선 랜, ITS 등의 다양한 고속 데이터 전송 시스템의 표준 전송방식으로 사용되고 있다.

OFDM 시스템은 수신측이 이동할 때 발생하는 도플러효과와 레일리 다중 경로 채널에서 데이터 복원에 있어 취약한 점이 있으며, 이를 극복하기 위해 부가적으로 파일럿 신호를 이용한 새로운 등화 기법과 시간영역에서의 등화구조에 많은 관심이 집중되고 있다[3, 4]. 채널등화 방법은 OFDM 신호의 관점에서 시간영역의 등화에 해당하고, IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT가 제외된 경우 단일 반송파 시스템과 동일한 시스템으로 간주할 수 있다. 추가되는 등화기인 DFE는 수신신호의 심볼 동기 후 FFT의 앞 단에서 주파수 영역 등화기와 함께 사용한다. 파일럿 신호를 이용하여 보상하는 방법은 주파수영역의 등화에 해당하며, 정해진 레벨의 출력 값을 갖는다.

송신단에서 삽입된 파일럿 신호에는 인접 신호의 채널 왜곡 현상을 고려해서 수신단에 보내지며, 수신된 파일럿 신호에서 채널의 응답을 구하고 이를 인접한 신호에 적용하여 보상하게 된다[3]. 그러나, 파일럿 신호로부터 채널 응답을 구하기 위한 회로 구성에는 일반적으로 제공근 및 나눗셈기가 포함되어 ASIC (Application Specific Integrated Circuit)으로 구현하기에는 한계가 있으며, 신호의 크기와 위상 중 하나만을 고려하여 연산회로를 축소할 경우 AWGN 및 페이딩 채널로 인한 크기의 감소 및 성상도(constellation)의 변화가 생기게 된다. 이와 같은 성상도를 정확한 형상으로 복원하기 위해서는 알고리즘 성능에서 보다 이상적이며, 하드웨어에의 적용 시 보다 간단한 구조의 채널 보상 알고리즘이 필요하다. 지금까지 구현된 OFDM 모델 칩의 채널 보상 회로는 복잡한 연산회로가 사용되거나 DSP (Digital Signal Processor)를 이용한 수학적 함수표현으로 해결해 왔다.

본 논문에서는 이상과 같은 문제점을 해결하기 위해 수신된 파일럿 신호간의 에러 차이를 송·수신 신호의 비율로 근사화 시킴으로써 나눗셈이 없는 간단한 구조로 채널 보상 계수를 구하는 새로운 채널 보상 기법을 제안한다. 또한, 등화기는 채널변화에 대한 지속적인 보상이 이루어지게 함으로서 단일 탭으로 구현되고 신호 증폭과 채널에 의한 비선형 왜곡과 간섭을 제거하여 위상의 변화를 정정

할 수 있게 한다. 다중경로를 갖는 레일리 페이딩과 라이시안 페이딩 채널을 사용하여 OFDM 채널 보상 시스템의 BER 성능을 이론적으로 분석한다. 라이시안 페이딩 모델은 LOS (Line-of-Sight)가 자주 발생하는 도심주변 환경에 적합하고, LOS와 분산된 요소의 전력비율을 나타내는 K요소에 의한 특성을 갖는다. 즉,  $k \ll \infty$ 일 때는 레일리 페이딩이 존재하며,  $k = \infty$ 가 되면 페이딩은 존재하지 않는다. 본 논문에서는 OFDM 시스템의 전체의 부반송파의 에러 평균을 이용하여 성능을 측정하며, 빠른 페이딩을 성능평가에 사용한다.

2장에서 IEEE 802.11a OFDM 시스템의 송·수신 과정을 간략히 기술하고, 일반적인 시스템의 채널 추정 방법을 제시한다. 3장에서는 본 논문에서 제안하는 채널 보상 알고리즘과 구조를 상술한다. 4장에서는 빠른 페이딩 채널을 이용하여 기존 기법과 제안된 기법의 성능평가를 BER 로 제시하고, 전력비 K에 따른 BER 분포의 결과를 통해 제안 기법의 우수성을 입증하고, 결론을 5장에서 간단히 기술한다.

## II. OFDM 시스템과 단일 탭 등화기

OFDM 시스템은 그림 1에 나타난 것과 같이 송·수신 과정의 다중경로에 의한 페이딩 등 채널에서 발생하는 비트 에러율을 줄이기 위해 채널 보상회로를 사용한다.

그림 1에서 수신신호  $r(t)$ 는 다중경로 페이딩과 AWGN의 영향을 받아 수신기의  $m$ 번째 채널에서의 출력은 식(1)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $n(t)$ 는 복소수 가우시안 노이즈 프로세스이고  $h_m(t, \tau)$ 은 시간  $t$ 에 임펄스가 인가된  $t - \tau$ 의  $m$ 번째 채널 응답 특성이다[5].

$$r(t) = \int_0^{\infty} s(t-\tau)h_m(t, \tau)d\tau + n(t) \quad (1)$$

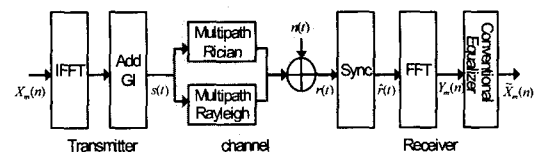


그림 1. OFDM 시스템의 블록 다이어그램

주파수 선택적 라이시안 페이딩 채널을 고려하면,  $h_m(t, \tau)$ 은 식(2)와 같이 LOS 추가경로 V에 의해서 독립적인 레일리 페이딩 경로로 표현된다. 이때,  $\delta(\tau)$ 는 Dirac delta 함수로 단위 전력을 나타내고,  $h_{m,v}(t)$ 은 전력 스펙트럼 밀도  $S(f)$ 를 갖는 독립적인 복소수 가우시안 램덤 프로세스이다. 또한,  $P_s$ 는 LOS 신호의 전력이고,  $P_v$ 와  $\tau(v)$ 는 확산된 다중경로에 의한  $m$ 번째 채널의 전력과 지연시간을 나타낸 것이다.

$$h_m(t, \tau) = \sqrt{2P_s} \delta(\tau) + \sum_{v=1}^V \sqrt{P_v} h_{m,v}(t) \delta(\tau - \tau_v) \quad (2)$$

각 부반송파  $\kappa(t)$ 의 크기와 위상은 다중경로 페이딩 주파수 옵셋, AWGN과 심볼 타이밍 옵셋 그리고 전송 시 발생하는 비선형 왜곡과 같은 여러 가지 장애요소 때문에 변하게 된다. 수신 신호  $\kappa(t)$ 는 동기블록에 의해서 동기화 된 후 FFT 블록으로 전송된 후, 다음과 같이 주파수 영역으로 변환된다. 식(3)의  $Y_M(n)$ 은 파일럿 보상계수  $1/h_m(N)$ 와 등화기 계수  $C_m(n)$ 과의 곱으로 보상되고, 채널 보상된 출력은 다음 식(4)의  $\tilde{X}_m(n)$ 으로 얻어진다.

$$Y_m(n) = \text{FFT}\{\hat{r}(t)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{r}(t) \exp(-j2\pi kn/N) \quad (3)$$

$$\tilde{X}_m(n) = Y_m(n) C_m(n) (1/h_m(N)) \quad (4)$$

다수의 부반송파로 구성된 OFDM 신호에 적교성을 파손시키지 않는 파일럿 신호를 삽입하여 반송파를 변조해서 전송하고, 수신기에서 이 파일럿 신호를 추출하여 전송 채널을 추정하게 한다. OFDM의 변조 특성상 파일럿 신호가 위치한 주파수 대역 근처의 부반송파 신호들은 파일럿 신호와 상관성이 커서 페이딩 영향을 보상할 수 있지만 그렇지 못한 신호들은 보상 효과가 떨어지게 된다. 따라서 여러 주파수 대역에 파일럿 신호를 다수 삽입함으로써 페이딩에 의한 전체 시스템의 성능을 개선할 수 있다. 그림 2는 OFDM 시스템에서의 파일럿 신호의 삽입위치와 채널 응답 관계를 나타낸 것이다[3]. 본

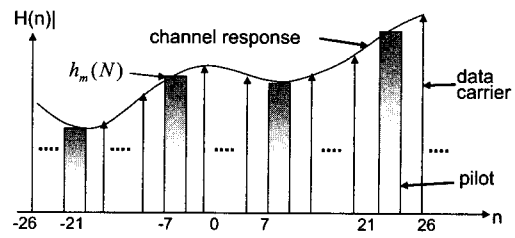


그림 2. 파일럿 채널의 위치와 채널 응답

논문에서 설계하는 무선 랜 규격 IEEE802.11a 표준의 OFDM 시스템은 4개의 파일럿 신호를 사용하며, 하나의 파일럿 신호는 데이터 채널 12개를 보상하도록 구성되어 있다[2].

그림 3은 파일럿 신호를 이용한 기존의 단일 탭 등화기(one-tap equalizer)의 블록도[3], 구조가 비교적 간단하고 수렴속도가 빠른 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 사용한다. 이 구조는 단일 탭 등화기의 필터 계수에 파일럿 신호를 이용한 채널 보상 계수를 적용해서 페이딩 채널의 왜곡 보상과, ISI를 제거한다.  $Y_M(n)$ 은 등화기 입력신호이고,

$C_m(n)$ 은 이전 심볼의 단일 탭 등화기 필터계수,

$X_m(n)$ 은 단일 탭 등화기 출력,  $\tilde{X}_m(n)$ 은 등화기 출력에 반송파 주파수의 위상과 크기가 적용된 파일럿 보상계수  $1/h_m(N)$ 을 곱한 출력이고,

$X_m(n)$ 은 채널 보상된 최종 출력 신호이다.

$\epsilon_m(n)$ 은 신호의 에러이고,  $n, m, N$ 은 각각 채널, 심볼, 파일럿 채널의 집합을 나타낸다. 스텝 크기(step size)는 등화기의 수렴속도를 결정하는데 사용되며, 0 보다는 크고 등화기로 입력되는 총 신호

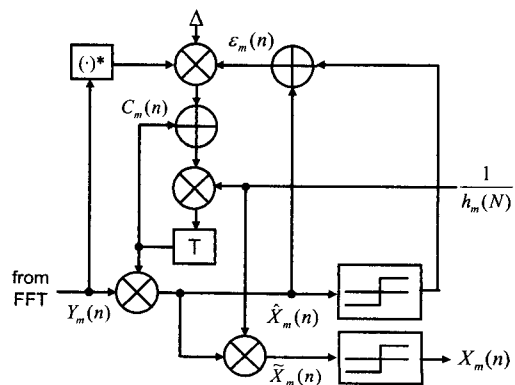


그림 3. 파일럿 신호를 이용하는 등화기 구조의 예[3]

전력보다는 작아야 한다는 조건을 만족해야 한다. 그림 3의 등화기는 느린(slow) 페이딩을 사용했기 때문에 등화기의 초기 필터계수는 훈련신호를 이용하여 구하고 이후부터 개선하게 된다[3].

파일럿 신호를 이용한 채널 보상 계수는 다음 식(5)와 같이 주어지고, 단일 탭 등화기의 최종 필터 계수 개선식은 식(6)로 유도된다. 따라서, 보상된 등화기의 최종 출력은 식(7)로 얻어진다.

$$\frac{1}{h_m(N)} = \frac{\sum_{n \in N} X_m(n) \hat{X}_m^*(n)}{\sum_{n \in N} |\hat{X}_m(n)|^2} \quad (5)$$

$$C_{m+1}(n) = (C_m(n) + \Delta \epsilon_m(n) Y_m^*(n)) (1/h_m(N)) \quad (6)$$

$$X_m(n) = Y_m(n) C_m(n) \quad (7)$$

실제 디지털 회로의 구현에서, 채널보상계수  $1/h_m(N)$ 을 식(5)와 같이 복소수 나눗셈 연산을 적용하여 채널 보상 계수를 다수의 채널에서 연속적으로 개선하는 것은 간단하지 않다. 즉, 복잡한 회로구조가 되고, 등화기의 출력 신호를 이용해서 파일럿 신호의 보상 계수를 개선하게 되면 신호에 변화를 초래할 수도 있다.

### III. 나눗셈이 없는 채널 보상기법 및 단일 탭 등화기

식(5)에 의한 채널 보상 기법의 문제점을 해결하기 위해, 본 논문에서는 파일럿 신호를 이용한 보상회로에 수신된 파일럿 신호의 에러를 도입하여 채널의 보상 계수를 추정할 수 있는 나눗셈이 요구되지 않는 간단한 알고리즘을 제안하여 기존의 채널 보상회로보다 복잡도와 수렴 속도를 개선할 수 있도록 한다. 또한, 파일럿 채널 보상 회로는 단일 탭 등화기 앞 단에서 독립적으로 동작하며, 채널간의 간섭으로 인한 ISI는 단일 탭 등화기에서 제거 한다. 이 때 등화기의 초기 계수는 파일럿 채널 보상 회로에 좌우되고, ISI와 ICI (Inter Channel Interference)만이 보상되는 특성을 갖는다. 다음으로, 시간영역에서 변형된 LMS 알고리즘의 4탭 DFE를 사용하여 낮은 SNR에서도 시스템의 성능이 향상 되도록 한다.

기존의 방법은 등화기의 출력으로부터 구한 파일럿 채널 보상계수에 의한 왜곡된 신호를 파일럿 채널 보상과 등화기 계수에 그대로 적용하기 때문에 비선형의 왜곡을 발생시키는 문제점이 있다. 그러나, 제안된 방법에서는 빠른 페이딩을 먼저 보상하고 난후의 잔류왜곡을 단일 탭 등화기로 보상하도록 함으로서 보다 높은 보상 효과를 얻을 수 있다. 파일럿 채널 응답  $h_m(N)$ 은 다음 식(9)와 (10)으로부터 얻어진다.

$$h_m(N) = \frac{p'_m(N)}{p_m(N)} = \frac{p_m(N) + p\epsilon_m(N)}{p_m(N)} \quad (8)$$

$$P_m^\epsilon(N) = P'_m(N) - P_m(N) \quad (9)$$

여기서  $P_m(N)$ 은 송신측의 파일럿 신호이고,  $P'_m(N)$ 은 수신측의 파일럿 신호를,  $P_m^\epsilon(N)$ 은 채널에 의해서 발생한 파일럿 신호의 에러를 나타낸다. 식(8)과 식(9)로부터 채널보상 계수는 아래 식(10)으로 얻어진다.

$$\frac{1}{h_m(N)} = \frac{p_m(N)}{p'_m(N)} = \frac{p_m(N)}{p_m(N) + p\epsilon_m(N)} \quad (10)$$

OFDM 시스템에서 파일럿 채널에러의 최대 크기를 고려하면, 식(10)을 약간의 크기 오차는 갖지만 정확한 위상을 갖는 보상계수의 근사값인 식(11)로 다시 정의 할 수 있다. 식(11)을 만족시키기 위해서 에러  $P_m^\epsilon(N)$ 는 데이터와 파일럿 신호의 평균전력을 고려할 때  $-0.3545 < P_m^\epsilon < 0.3545$ 의 조건을 갖는다.

$$\frac{1}{h_m(N)} \approx \frac{p_m(N) - p\epsilon_m(N)}{p_m(N) + p\epsilon_m(N) - p\epsilon_m(N)} \quad (11)$$

이는 이상적인 알고리즘에 근사화 값으로 정확한 위상의 보상과 증감된 신호레벨의 크기를 단일 탭 등화기로 보상할 수 있다. 따라서, 식(9)를 식(11)에 대입해서 정리하면, 보상계수  $1/h_m(N)$ 은 다음 식(12)과 같이 주어진다. 여기서, 송신측의 파일럿 신호는  $P_m(N) = x + jy = x$ 로 표현되고, 수신된 파일럿 신호는  $P'_m(N) = x' + jy'$ 로 나타낸다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{h_m(N)} &= \frac{p_m(N) - p'_m(N) + p_m(N)}{p_m(N)} \\ &= \frac{2(x + jy) - (x' + jy')}{x + jy} \\ &= \frac{1}{x}(2x - x' - jy') \\ &= \alpha(2x - x' - jy') \end{aligned} \quad (12)$$

IEEE 802.11a 무선 랜 표준안에서는 127을 주기로 한 심볼 당 4개의 파일럿 채널이 삽입된다. 본문에서 가정된 파일럿 신호의 크기는 ±0.6455이다. 따라서, α는 송신측 파일럿 신호 크기의 역수로 ±1.5492값이 된다. 그림 4는 이상의 보상계수를 사용해서 구현한 채널 보상 회로의 구성을 나타낸 것으로 나눗셈을 사용하지 않는 간단한 구조이다.

표 1은 주파수 영역에 사용된 기존의 기법과 제안방식에 의한 나눗셈이 없는 채널 보상 알고리즘을 회로로 구현했을 때의 회로구성의 복잡도를 비교해서 제시한 것이다. 기존 기법에 비해 제안된 기법의 파일럿 채널 보상회로는 연산회로가 50% 이상 감소되었음을 알 수 있다. 파일럿 신호를 이용한 채널 보상회로는 단일 탭 등화기 전단에 위치하고, 수신된 파일럿 신호 자체를 채널 보상에 사용함으로써 보다 정확한 보상결과를 얻을 수 있다. 이에 반해 기존의 단일 탭 등화기에 파일럿 보상회로를 혼용하여 함께 사용하는 방법에서는 등화기에 의해

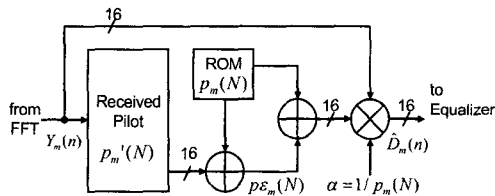


그림 4. 나눗셈을 갖지 않는 제안된 파일럿 채널 보상회로

표 1. 주파수 영역에 사용된 채널 보상 회로 비교

Values	Conventional	Proposed
Circuit(bits)		
Complex divider(8/8)	1	0
Complex multiplier(8/8)	5	2
Multiplier(8*8)	0	1
Adder(8+8)	2	4
Square(8)	1	0

수신된 신호가 변하게 되고, 변형된 파일럿 신호에 의한 채널 보상으로 인해 신호에 왜곡이 발생할 가능성이 매우 높다.

그림 5는 채널간 간섭에 의한 ISI 제거를 위해 사용한 단일 탭 등화기의 기본 구조를 나타낸 것으로, 제안된 파일럿 채널 보상 회로의 다음 단계에 위치한다. 그림 6은 제안된 채널 보상회로와 단일 탭 등화기에 의한 보상회로의 구성을 나타낸 것이다. 단일 탭 등화기의 초기 심볼 계수는 파일럿 채널 보상회로에 의존하고 이후의 심볼을 사용해서 필터 계수를 개선한다. IEEE 802.11a에서 48개의 반송파 주파수에 해당하는 쉬프트 레지스터로 필터의 계수를 갱신하여 심볼간의 ISI와 ICI를 제거한다. 계수 갱신을 위한 알고리즘은 단일 탭을 사용하므로, 빠른 수렴 속도를 갖는 기존의 LMS 알고리즘을 적용한다[3].

$$C_{m+1}(n) = C_m(n) + \Delta \varepsilon_m(n) \hat{D}_m^*(n) \quad (13)$$

$$\varepsilon_m(n) = X_m(n) - \hat{X}_m(n) \quad (14)$$

본 논문에서는 수렴속도를 위한 수렴계수 Δ는 0.25로 고정시켜 사용했다. ε<sub>m</sub>(n)은 필터의 에러 값으로 등화기 출력 신호 X<sub>m</sub>(n)와 결정 값 X<sub>m</sub>(n)의 차에 해당한다. 식(13)의 보상 계수

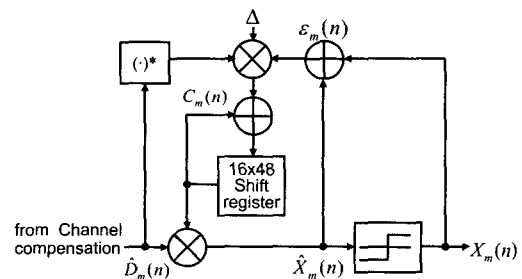


그림 5. 제안된 단일 탭 등화기

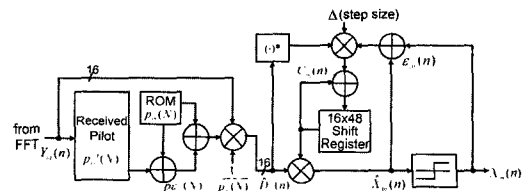


그림 6. 제안된 전체 채널 보상 회로의 구성

$C_m(n)$ 은 단일 탭 등화기의 입력신호  $D_m(n)$ 에 곱해져서 다음 식(15)와 같이 ISI와 ICI가 제거된 등화기 출력  $X_m(n)$ 을 발생시킨다.

$$\hat{X}_m(n) = \hat{D}_m(n)C_m(n) \quad (15)$$

이상과 같은 파일럿 신호를 이용한 채널 보상 회로만으로도 페이딩 채널에서 충분한 성능을 기대할 수 있으나, 제한된 주파수 대역에서 성능향상을 위해 많은 파일럿 신호를 삽입해서 사용할 수는 없다. 따라서 본 논문에서는 낮은 SNR의 신호를 보상하기 위하여 시간영역에 DFE를 삽입하여 신호를 보상하고, FFT 수행 후 앞서 제안된 파일럿 신호를 이용한 채널 추정 회로를 사용함으로써 페이딩 채널에서의 왜곡과 신호간섭, 심볼간섭을 제거할 수 있게 해서, 낮은 SNR에서도 향상된 BER 성능을 얻기 위해 시간영역의 등화를 수행한다. 이 때 등화기는 단일주파수 시스템에 사용되는 DFE를 사용한다. 본 논문에서 사용한 DFE는 그림 7에 나타난 것처럼 전방 3탭, 후방 1탭의 구조이고, 계수개선 알고리즘은 단일 탭 등화기에 적용한 LMS 알고리즘을 사용한다.

FFT 이전의 영역에서는 단일 반송파 시스템과 동일하기 때문에 DFE 각 탭은 48개의 부반송파에 해당하는 지연 시간이 필요 없다. 각 필터의 초기계수는 전방 탭은 0.29 후방 탭은 0.01의 특정값을 갖도록 했다. 또한, 필터의 수렴속도를 결정하는 수렴계수  $\Delta$ 는 전방 탭 0.02 후방 탭 0.01을 사용한다. 전후방 탭의 필터 계수 개선 알고리즘은 다음 식(16)과 같다.

$$c_f(t+1) = c_f + \Delta r^*(t)\epsilon(t) \quad (16)$$

$$c_b(t+1) = c_b + \Delta \hat{r}(t)\epsilon(t)$$

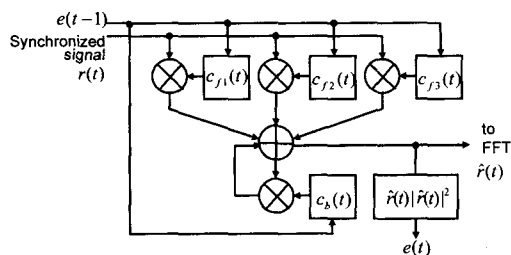


그림 7. 시간영역의 (3,1)탭 DFE

식(16)의 필터계수 개선식에 사용되는 에러  $\epsilon(t)$ 는 다음 식(17)으로 정의된다. 따라서, 전/후방 필터의 출력  $\hat{r}(t)$ 는 식(16)과 식(17)로부터 전방 탭과 후방 탭의 합으로 구해진다.

$$\epsilon(t) = \hat{r}(t) - r(t) \quad (17)$$

$$\hat{r}(t) = r(t)c_f(t) + \hat{r}(t)c_b(t) \quad (18)$$

다중 채널을 갖는 OFDM 시스템에서는 주파수 영역의 탭수가 많은 DFE는 사용하기 어려우며, 단일주파수 시스템과 같이 FFT 이전의 시간영역에 적용함으로써 보다 간단 구조로 구현이 가능하다.

#### IV. 실험결과

본 논문에서는 새로운 채널 보상기법을 이용한 채널 추정 알고리즘을 사용할 경우에 기존의 방식에 비하여 시스템의 성능이 얼마나 향상되는지를 MATLAB을 이용하여 시뮬레이션을 수행하고 성능을 분석하였다. 일반적으로 무선 채널 환경은 정적인 상태의 two-ray 라이산 채널로 모델링 되지만, 본 시스템은 ITS 시스템의 ADSRC (Advanced Directed Short Range Communication)모뎀에 적합한 그림 8과 같은 다중경로 무선 채널 환경을 사용하였다. 따라서 기존의 무선 채널 환경에 시속 180Km에서 967Hz의 도플러 주파수를 가지는 멀티레이 페이딩 채널을 추가하였다. 이는 악조건인 무선 이동 통신에도 적용이 가능하며, 구조가 복잡한 지역에서의 하나의 예제가 될 수 있다.

본 논문에서는 일반적인 채널환경인 AWGN 환경에서의 BER 성능과, 이동중인 수신자의 채널을 주변 환경을 고려한 경우의 BER 성능을 비교 분석하였다. 채널 코딩은 사용되지 않았으며, 페이딩 채널을 겪으면서 약간의 음셋들이 포함된다. 시뮬레이션은 제안된 채널보상 기법을 이용한 OFDM 시스템과 FFT 이전영역에서 DFE를 수행한 시스템의

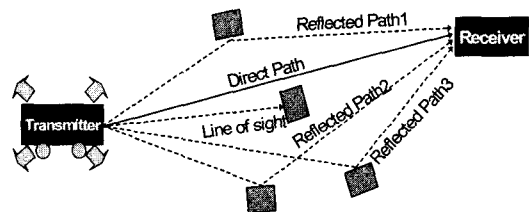


그림 8. 무선이동통신 환경의 개념도

BER 성능을 기존 시스템과 비교한다.

모든 페이딩 채널 시뮬레이션은 표2의 파라미터를 이용하였고, 시뮬레이션 채널 모델은 그림 9와 같으며, OFDM 시스템의 변조방식은 64-QAM, 16-QAM과 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 을 사용하였다. 심벌당 파일럿 신호는 데이터 12개 당 하나씩 배치되어 4개를 삽입하였고, 인근의 부반송파를 보상하는데 사용되었다.

그림 10은 본 논문에 제시된 다중 경로 페이딩 채널에서 시뮬레이션 결과이다. 적용된 라이시안 페이딩 채널의 전력비 상수 K는 10dB이며, 다중 경로 레일리 페이딩을 함께 적용하여 ITS 채널 환경에도 적합하게 시뮬레이션 하였다. BER= 10<sup>-2</sup>에서 기존에 비해 각각 3dB의 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 낮은 SNR 대역에서는 제안된 기법과 DFE를 함께 사용한 방법이 가장 우수한 성능을 보였다.

QPSK 방식은 OFDM 시스템에서 최대 18Mbps의 데이터를 전송하지만, 16QAM 방식은 36Mbps의 데이터를 전송할 수 있다. 그림 11은 16-QAM 방식을 이용한 성능 분석결과를 보여준다. 나눗셈이 없는 알고리즘을 사용한 보상 기법은 SNR 환경이 좋아질수록 기존의 기법과 제시한 기법은 비슷한

표 2. 시뮬레이션 파라미터

Item	Value
Fading channel	Rician Fading channel(K=10dB) Multipath rayleigh fading(3ray)
Doppler frequency	967Hz(180km/h)
Modulation	64-QAM, 16-QAM, QPSK
Step size(Δ)	One-tap equalizer=0.25 DFE:Forward tap=0.02, Backward tap=0.01
Initial coefficient	One-tap equalizer=1, DFE:Forward tap=0.29, Backward tap=0.01
Symbols	1000Symbols(Preamble + Data)

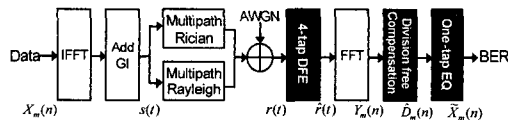


그림 9. 채널에서의 성능평가를 위한 시스템 모형

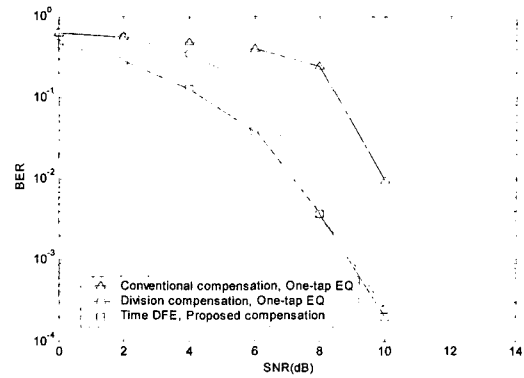


그림 10. 페이딩 환경에서 QPSK 방식의 BER 성능평가

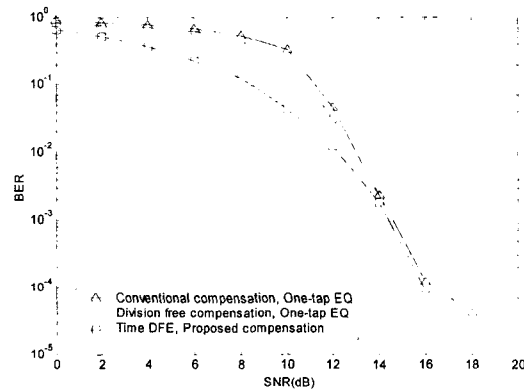


그림 11. 페이딩 환경에서 16-QAM 방식의 BER 성능평가

성능을 보였으나 DFE와 채널 보상 회로를 함께 적용한 방법은 기존에 비해 낮은 SNR인 BER= 10<sup>-1</sup>에서 최고 4dB 이상의 성능 향상이 있었다. 뿐만 아니라, 제안된 주파수영역 보상기법에 (3,1)탭 DFE를 추가하여도 기존에 제시된 구조에 비해서 하드웨어 사이즈가 20% 정도 감소하였다.

OFDM 방식의 특징에서 가장 주목을 받는 부분은 무선 채널 환경에서 고속의 데이터 전송이 가능하다는 것이다. 최대 54Mbps의 전송 속도를 갖기 위해서는 64-QAM 방식에서 안정된 성능을 보여야 하며, 지금까지 성능평가에 사용된 QPSK, 16-QAM, 64-QAM에 맞게 다중모드로 동작하여야 한다는 것이다.

그림 12는 최대의 데이터 전송속도를 낼 수 있는 64-QAM을 페이딩 채널에서 시뮬레이션 한 BER 곡선이다. 제안된 알고리즘은 근사값을 채널 보상에 적용하였으나, 고속전송에서 기존의 방법과 동일 이상의 성능을 보였다.

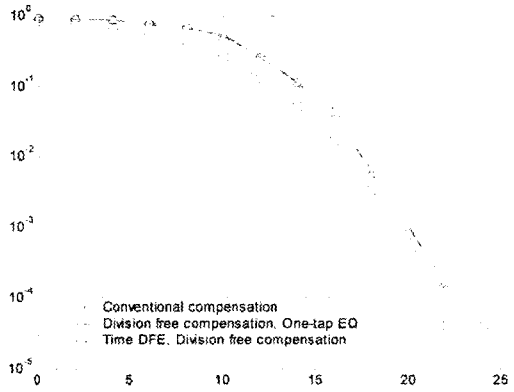


그림 12. 페이딩 환경에서 64-QAM 방식의 BER 성능평가

제안된 구조에 대하여 라이시안 요소 K와 SNR에 따른 성능 곡면을 그림 13에서 보여준다. 사용된 채널에서 16QAM 방식을 사용할 때 전력비 K가 8dB 보다 크고, SNR이 15dB 이상이면 시스템에 성능에는 영향을 주지 않음을 알 수 있었다.

본 논문에서는 빠른 페이딩 환경에서 더해진 왜곡은 FFT이후의 파일럿 채널에서 추정되고, 추정된 채널의 역수를 채널 보상 회로의 계수로 사용한다. 기존의 방법에 쓰인 이상적인 방법과 본 논문에서 제안한 알고리즘으로 추정된 채널 보상 계수를 이용해서 보상된 데이터의 주파수 응답을 그림 14에서 보여준다. 그림 14는 성능평가에 사용된 채널의 SNR 16dB에서 얻어냈고, 이상적인 기법과 제안된 알고리즘을 이용한 채널 보상회로의 결과로 차이가 거의 없으므로 제안한 알고리즘의 성능을 알 수 있다.

그림 15는 64-QAM 방식에서 FFT의 출력 성상도이다. 빠른 페이딩 채널로 인해서 신호의 크기와 위상이 왜곡되었다.

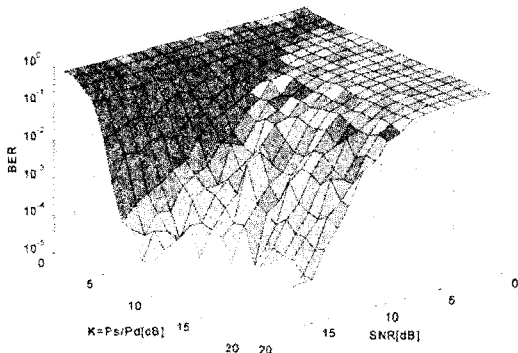


그림 13. 라이시안 페이딩 요소 K에 따른 BER (16-QAM)

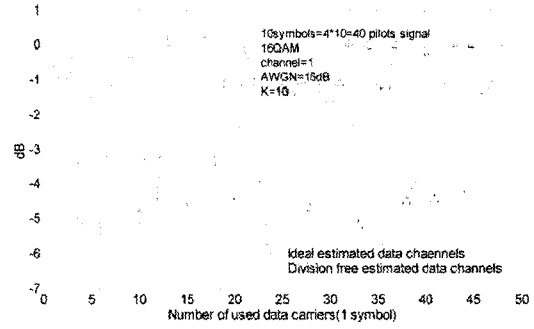


그림 14. 보상된 데이터 채널의 주파수 응답 크기 비교

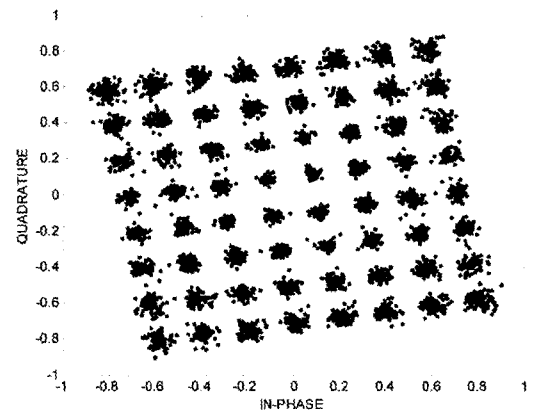


그림 15. 64-QAM 시스템에서 왜곡된 FFT 출력

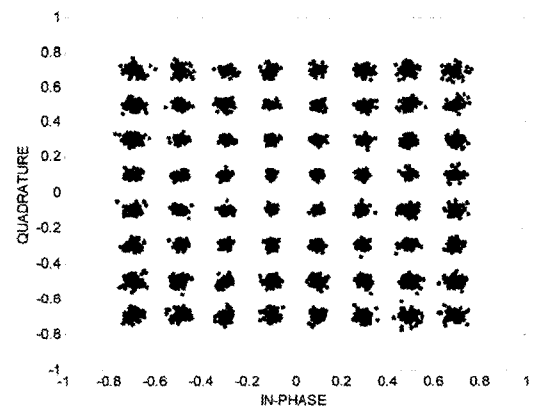


그림 16. 64-QAM 시스템에서 채널 보상된 등화기 출력

그림 16은 파일럿 신호를 이용한 채널 보상회로와 단일탭 등화기의 출력이다. 파일럿 신호에서 얻어진 채널 크기와 위상 정보를 이용해서 보정한 결과이다. 채널은 성능평가에 사용된 채널에 25dB의 AWGN 채널을 더했고, 주파수 및 위상 오프셋이 없는 프리엠블 신호를 포함한 100개의 OFDM 심벌을



시스템 입력으로 사용하였다. 16-QAM과 QPSK 방식에서는 보다 향상된 성능을 얻을 수 있었고, 채널 환경이 좋은 경우 최대 64-QAM에서 54Mbps 제안된 알고리즘을 사용한 페이딩 채널 보상 기법이 기존의 방식과 유사한 성능을 갖지만 간단한 회로 구조를 갖는다. 그 이유는 제안된 방식에서는 파일럿 채널 왜곡 자체의 에러를 먼저 보상하고, 심벌간의 간섭을 줄이기 위한 등화를 하는데 있다. 또한 시간 영역에서 DFE가 심벌개념이 아닌 단일 반송파 개념으로 ISI를 제거함으로써 낮은 SNR에서도 시스템의 보다 향상된 성능을 얻을 수 있다. 기존의 파일럿 신호를 이용한 채널 추정 알고리즘은 페이딩 채널의 특성에 의해 왜곡된 등화기 출력 신호로부터 채널의 특성을 유추해내기 때문에 이미 왜곡된 신호를 다시 보상해 주는 결과를 가져왔다.

### V. 결 론

본 논문에서는 ITS 에 사용되는 OFDM 기반 모델의 시스템 성능을 향상 시키기 위한 세가지 페이딩 채널 보상기법을 제안하였다. 먼저 파일럿 채널을 이용한 채널 보상회로에 나뉠셈이 없고 간단한 구조의 성능을 저하시키지 않은 알고리즘을 제안하였다. 제안된 방법은 보편적인 방법과는 달리 수신된 신호에서 파일럿 신호를 이용하여 채널을 추정하고 보상에 사용하고 단일탐 등화기로 ISI와 ICI를 제거한다. 그리고 시간영역에 단일반송파에 사용되는 DFE 등화기를 추가하여 낮은 SNR 환경에서 성능을 개선하였다. 제안된 구조는 빠른 페이딩 환경에서 전송율이 36Mbps 보다 낮을 때는 SNR이 3dB이상 개선되었고, 64Mbps의 고속전송에서는 동일한 성능을 보였으며, 전체적으로 하드웨어 크기가 20% 감소하는 결과를 얻었다.

### 참 고 문 헌

[1] Y. Sun, "Bandwidth-efficient wireless OFDM," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, no.11, pp. 2267-2278, Nov. 2001.

[2] *WLAN MAC and PHY Specifications : High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, IEEE Std 802.11a Supplement to IEEE Std Part 11, Sept. 1999.

[3] J. Rinne, "An equalization method using preliminary

decision for orthogonal frequency division multiplexing systems in channels with frequency selective fading," *IEEE Conf. Veh. Techno.*, vol. 3, pp. 1579-1583, May 1996.

[4] H. Boumard and A. "Mammela, Channel estimation versus equalization in an OFDM WLAN system," *IEEE Conf. Veh. Techno.*, vol. 1, pp. 653-657, 2001.

[5] J. Lu, et al., "BER performance of OFDM-MDPSK system in frequency-selective Rician fading with diversity reception," *IEEE Trans. Veh. Techno.*, vol. 49, no. 4, pp. 1216-1225, Jul. 2000.

[6] S. Trautmann and N. J. Fliege, "A new equalizer for multitone systems without guard time," *IEEE Commun. Letters*, vol. 6, no. 1, pp. 34-36, Jan. 2002.

[7] S. A. Fechtel, "A novel approach to modeling and efficient simulation of frequency-selective fading radio channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 422-431, Apr. 1993.

[8] 허정철, 한문용, 이상진, 서종수, "비선형 육상 이동위성 채널에서 OFDM M-ary PSK 시스템의 수신성능 개선방안," *한국통신학회논문지*, 제 26권, 제4B호, pp. 520-527, 2001.

[9] 한국항해학회, 10Mbps 패킷 데이터 전송을 위한 무선채널 환경연구, 최종 연구 보고서, 한국전자통신연구원, Nov. 2000.

서 정 현(Jung-Hyun Seo)

정회원



2001년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업  
 2003년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 석사  
 2003년 3월~현재 : LG이노텍 연구원

<주관심분야> 무선통신, 통신시스템, ASIC설계

이 현(Hyun Lee)

정회원



1986년 2월 : 연세대학교 물리학과 졸업  
2000년 8월 : 충북대학교 정보통신공학과 석사  
2003년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 박사수료  
1987월 ~ 1994년 2월 : 대우통신 OA개발단

1994년 3월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 이동통신연구소 선임연구원

<주관심분야> 디지털 이동통신, ITS무선패킷통신, 텔레매틱스 통신기술

조 경 록(Kyoung-Rok Cho)

정회원



1977년 : 경북대학교 전자공학과 졸업  
1989년 : 일본 동경대학교 전자공학과 석사  
1992년 : 일본 동경대학교 전자공학과 박사  
1979년 ~ 1986년 : (주)금성사 TV연구소 선임연구원

1992년 : (재)산업과학기술연구원 주임연구원

1992년 ~ 현재 : 충북대학교 정보통신공학과 교수

1994년 ~ 현재 : (주)S.M.E 기술고문

1995년 ~ 현재 : 남강장학회 이사

1997년 ~ 현재 : 충청북도 중소기업 기술자문관

1997년 ~ 현재 : 충북지방 중소기업 기술지원단위원

<주관심분야> VLSI 시스템 설계, 통신시스템용 LSI개발, 고속 마이크로프로세서 설계

정 차 근(Cha-Keon Cheong)

정회원



1982년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업  
1984년 2월 : 서울대학교 전기공학과 석사  
1993년 2월 : 일본 동경대학 전기공학과 박사  
1984년 1월 ~ 1997년 8월 : LG종합기술원 책임연구원

1995년 4월 ~ 1996년 3월 : 일본 방송통신기구 초빙연구원

2002년 1월 ~ 2002년 4월 : 동경대학 초빙교수

1997년 9월 ~ 현재 : 호서대학교 정보제어공학과

<주관심분야> 디지털 신호처리, 디지털 통신, 영상처리 및 부호화, Image Sensor