

주파수 영역에서의 간단한 zero-forcing 기법을 이용한 속도 적응형 채널 추정 기법

정회원 류탁기*, 박구현**, 종신회원 홍대식*, 강창언*

A Velocity-Adaptive Channel Estimation Scheme Using the Simple Zero-forcing Technique in the Frequency Domain

Takki Yu*, Goohyun Park** *Regular Members*,
Daesik Hong*, Changeon Kang* *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 주파수 영역에서의 간단한 zero-forcing 기법을 이용한 속도 적응형 채널 추정 기법을 제안한다. 제안된 기법은 최적의 채널 추정 기법인 Wiener 필터의 주파수 응답을 구형(rectangular)으로 근사화하여 유도된다. 채널 추정 과정은 수신 신호에서 최대 도플러 주파수보다 큰 주파수 성분들을 제거함으로써 수행된다. 제안된 기법은 채널 계수와 이동체 속도에 대한 동시 추정 기법으로 확장 가능하며, 하나의 FFT 구조를 사용하여 효과적으로 구현 가능하다. 실험 결과를 통해 제안된 채널 추정 기법은 기존의 속도 적응형 채널 추정 기법들보다 넓은 속도 범위에서 낮은 채널 추정 MSE 성능을 보여주며, 확장된 동시 추정 기법은 다양한 채널 환경에서 안정된 추정 성능을 보인다. 마지막으로 제안된 기법에 대한 MSE 성능이 수식적으로 유도된다.

Key Words : channel estimation, time-varying channel, velocity estimation

ABSTRACT

In this paper, we propose a velocity-adaptive channel estimation scheme using the simple zero-forcing technique in the frequency domain. Channel estimation is performed by removing frequency components that are higher than the maximum Doppler frequency in the received signal. The proposed scheme can be extended to the combined estimation scheme for channel coefficients and mobile velocity using one FFT/IFFT module. Simulation results show that the proposed scheme outperforms conventional schemes for a wide range of mobile velocities(3~300 Km/h). Finally, the MSE for the proposed channel estimation scheme is analyzed.

1. 서론

차세대 이동 통신 시스템은 보행자부터 고속 철도 탑승자에 이르는 다양한 속도 범위의 사용자에게 고속의 멀티미디어 서비스를 제공하여야 한다¹⁾. 따라서 넓은 범위의 사용자 속도에 대해서 채널

추정의 정확도를 높게 유지하는 것이 매우 중요해지고 있다.

채널 추정에 대한 연구는 활발히 연구되어 왔다³⁻⁵⁾. Cavers는 Wiener 필터 이론을 사용하여 최적의 채널 추정 성능을 제시하였지만, 계산상의 복잡도가 매우 커지는 단점이 있었다³⁾. 좀 더 실제 시

※ 본 연구는 정보 통신부 및 정보통신 연구진흥원의 대학 IT 연구센터 육성 지원 사업의 연구 결과로 수행되었음
* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실 (eyas@itl.yonsei.ac.kr), ** (주) 삼성전자 네트워크 사업부
논문번호: KICS2005-11-481, 접수일자: 2005년 11월 28일

시스템에 적용 가능한 접근 방식으로서 다양한 채널 추정 필터를 사용하는 기법들이 제안되었다^{4, 5}. 그러나 이러한 채널 추정 방식들은 고정된 채널 추정 필터를 사용하기 때문에 이동체 속도의 변화에 따라 채널 조건이 바뀌게 되면 성능 열화가 발생하게 된다. 앞서 언급한 바와 같이 차세대 이동 통신 시스템은 다양한 속도 범위의 사용자를 지원해 하기 때문에 이러한 문제는 심각하다. 이러한 이유로 최근 속도 추정 기법에 기초한 속도 적응형 채널 추정 기법들이 제안되었다⁶⁻⁸. 속도 적응형 채널 추정 기법들의 접근 방식은 사용자의 속도에 따라 여러 가지 주파수 응답을 갖는 일련의 채널 추정 필터들 중에 가장 적합한 것을 선택하는 것이다. [6]에서는 W-CDMA 시스템의 규격에 맞게 속도에 따라 필터를 바꾸는 기법이 제안되었지만, 특정 시스템에 제한된 단점이 있고 모의 실험 결과에만 기초한 비분석적인 접근 방법이다. Oh와 Cioffi는 구현상의 용이함을 위해 IIR 필터를 사용하여 사용자의 속도에 따라 필터 파라미터를 조정하는 기법을 제안하였다(본 논문에서 O&C 기법으로 표기함)⁷. 이 기법은 간단한 하드웨어 구현이 가능하다는 장점이 있지만 하나의 탭만을 사용하기 때문에 사용자의 속도가 낮은 환경에서 채널 추정 성능의 한계가 존재한다. 채널 추정 성능의 한계를 극복하기 위해 Chunhui와 Weidong은 FIR 필터 구조를 사용하여 사용자의 속도에 따라 필터의 차수를 변화시키는 기법을 제안하였다(본 논문에서 C&W 기법으로 표기함)⁸. 그러나 이 기법은 낮은 속도 범위에서 좋은 추정 성능을 보이지만, 속도가 증가함에 따라 성능 열화가 발생한다.

본 논문에서는 모든 속도 범위에서 안정된 추정 성능을 갖는 속도 적응형 채널 추정 기법을 제안한다. 레일리 페이딩 채널 환경에서, FIR 필터 구조의 최적 채널 추정 성능을 제시하는 Wiener 필터의 주파수 응답은 최대 도플러 주파수에 의해 대역 제한되고, 그 크기 또한 평평한 특성을 갖고 있다. 이러한 특성을 이용하여, 주파수 영역에서의 간단한 zero-forcing 기법을 사용하여 Wiener 필터의 성능에 근접하는 속도 적응형 채널 추정 기법을 제안한다. 속도 추정 결과에 따라 zero-forcing 되는 주파수 범위는 조정된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 신호와 채널에 대한 모델링을 제시하고 기존의 속도 적응형 채널 추정 기법들을 설명한다. 3장에서는 본 논문에서 제안하는 속도 적응형 채널 추정 기법에 대

하여 살펴보고, 채널 계수와 속도에 대한 동시 추정 기법 또한 제안한다. 4장에서는 실험 결과를 통해 제안된 채널 추정 기법의 성능을 검증하고, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

II. 신호 모델링 및 기존의 속도 적응형 채널 추정 기법

2.1 신호 모델링

이동 통신 환경에서는 페이딩 채널의 영향을 효과적으로 극복하기 위해 파일럿 심볼을 사용한 동기식 검파(coherent demodulation) 방법이 널리 사용된다^{3, 4, 9}. 이를 위한 파일럿 심볼 송수신 구조로서 PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation) 기반의 프레임 구조가 사용되는데, 시간 영역에서 파일럿 심볼이 삽입되는 방식이 현재 DS/CDMA(Direct Sequence/Code Division Multiple Access) 시스템을 비롯한 많은 시스템에 활용되고 있다¹⁰. 따라서 본 논문에서도 전송되는 데이터 심볼들 사이에 주기적으로 파일럿 심볼이 삽입되는 그림 1과 같은 프레임 구조를 고려하며, 파일럿 심볼의 전송 간격을 N_s 라고 정의한다. 또한 단일 반송파(single carrier) 시스템을 가정한다.

단일 경로 페이딩 채널 환경에서 저역 필터를 통과하고 샘플링된 i 번째 이산 신호는 다음과 같다.

$$r(i) = c(i)d(i) + w(i) \quad (1)$$

여기서 $c(i)$ 는 페이딩 채널 계수, $d(i)$ 는 데이터와 파일럿을 포함한 i 번째 심볼, 그리고 $w(i)$ 는 σ_w^2 의 분산을 갖는 AWGN 이다. 이동 통신 채널은 많은 수의 다중 경로 성분들을 발생시키므로 채널 계수 $c(i)$ 는 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링 할 수 있고 시간 차이 τ 를 갖는 자기 상관 함수는 다음과 같다⁹.

$$R_c(\tau) = \sigma_c^2 J_0(2\pi f_D \tau) \quad (2)$$

여기서 $J_0(x)$ 는 제1종 0차 수정 베셀 함수이고, f_D 는 최대 도플러 주파수로서 다음과 같이 이동체 속도에 비례한다.

$$f_D = v f_c / c \quad (3)$$

여기서 v 는 이동체의 속도, f_c 는 반송파 주파수, c 는 전파 전달 속도이다.

본 논문에서는 파일럿 심볼의 전송율을 $1/T_s$ 로 표기하고, 편의상 파일럿 심볼의 값을 1이라고 가정한다. 파일럿 심볼 관점에서의 표기를 위해, 다음과 같이 파일럿 심볼 간격의 새로운 시간 인덱스 n 을 사용하여, 수신 파일럿 신호 $r_p(n)$ 을 정의한다.

$$\begin{aligned} r_p(n) &\triangleq r(nN_S) \\ &= c(nN_S) + w(nN_S) \end{aligned} \quad (4)$$

for $n = 0, 1, 2, \dots$

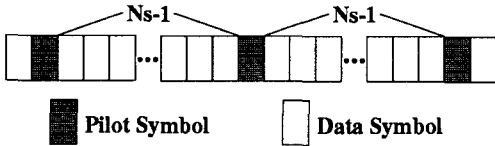


그림 1. PSAM 방식의 프레임 구조

2.2 기존의 속도 적응형 채널 추정 기법

(1) O&C 기법 (7)

O&C 기법은 하나의 탭을 갖는 IIR 필터를 사용하는 간단한 방식으로, 채널 추정은 다음과 같이 이루어진다.

$$\hat{c}(n) = (1-a)\hat{c}(n-1) + ar_p(n) \quad (5)$$

여기서 'a'는 채널 상태에 맞게 필터의 특성을 결정하는 파라미터로서 추정된 사용자 속도에 따라 적응된다.

(2) C&W 기법 (8)

C&W 기법은 다수의 탭을 갖는 FIR 필터를 사용하여 채널 추정을 수행하며, 채널 계수에 대한 추정치는 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{c}(n) = \frac{1}{2 \sum_{l=0}^{Z-1} \beta(l)} \left\{ \sum_{l=0}^{Z-1} \beta(l) r_p(n-l) + \sum_{l=1}^Z \beta(l-1) r_p(n+l) \right\} \quad (6)$$

여기서 $2Z$ 는 필터의 차수, $\beta(l)$ 은 실수값을 갖는 웨이트로서 다음과 같이 주어진다.

$$\beta(l) = \begin{cases} 1.0 & \text{for } 0 \leq l \leq 0.4Z \\ \frac{Z-l}{0.6Z} & \text{for } 0.4Z < l < Z \end{cases} \quad (7)$$

필터의 차수는 사용자 속도를 추정하여 그에 따

라 결정된다.

III. 주파수 영역에서의 속도 적응형 채널 추정 기법

3.1 속도 적응형 채널 추정 기법

본 절에서는 FIR 필터를 사용하여 모든 사용자 속도 범위에 대하여 채널 추정 MSE를 낮게 유지할 수 있는 효과적인 속도 적응형 채널 추정 기법을 제안한다. FIR 필터 구조를 갖는 C&W 기법의 성능 열화 원인은 채널 추정 필터의 임펄스 응답, 또는 주파수 응답이 최적의 성능을 제시하는 Wiener 필터의 응답 특성과 다르기 때문이다. 즉, FIR 필터 구조를 사용하여 최적의 성능을 얻으려면 최대한 Wiener 필터의 응답 특성과 비슷하게 채널 추정 필터를 적응시켜야 한다. 따라서 본 논문에서는 최대한 낮은 복잡도로 Wiener 필터의 특성을 유지하면서 사용자 속도에 따라 필터를 적응시킬 수 있는 채널 추정 기법을 유도한다. Wiener 필터의 주파수 응답은 수신 신호의 2차 통계 특성으로부터 유도 가능하며, 구해진 주파수 응답이 그림 2에 나타나 있다. 그림으로부터 Wiener 필터는 평평한 주파수 응답 특성을 갖고 주파수 성분들이 최대 도플러 주파수에 의해 대역 제한되어 있음을 알 수 있다. 이러한 현상은 레일리 페이딩 채널이 일종의 대역 제한 랜덤 프로세스이기 때문이며, 수신 신호에서 최대 도플러 주파수보다 큰 주파수 성분들은 페이딩 신호의 성분이 아니라 잡음 신호에 해당됨을 의미한다.

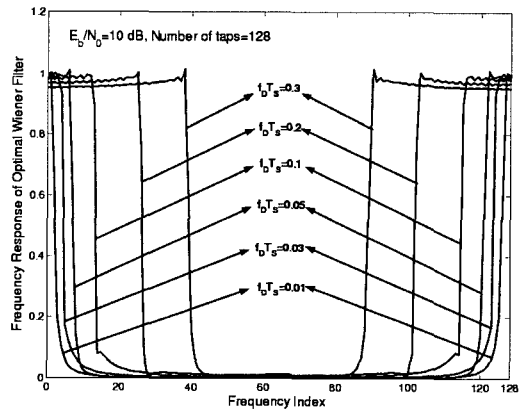


그림 2. $f_D T_s$ 변화에 따른 최적 Wiener 필터의 주파수 응답 ($E_b/N_0 = 10dB$, 탭수=128)

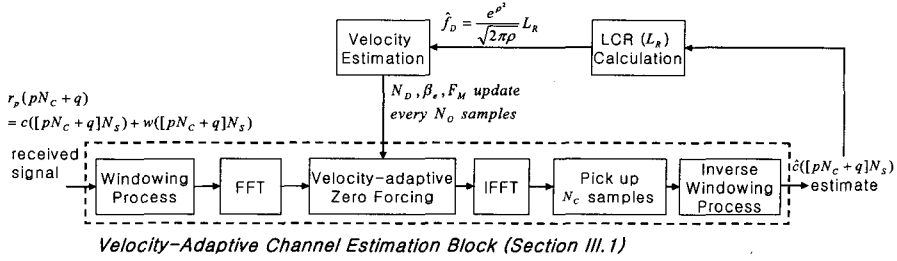


그림 3. 제안된 기법의 블록도

이러한 Wiener 필터의 특성을 이용하여, 본 논문에서는 주파수 영역에서의 간단한 zero-forcing 방식을 이용한 채널 추정 기법을 제안하며, 이를 통해 큰 복잡도의 계산 없이 시변 채널에서 준최적의 채널 추정 성능을 얻을 수 있다. zero-forcing 되는 주파수 대역은 이동체 속도를 추정하여 그에 따라 조정된다. 제안된 기법의 블록도가 그림 3의 하단부에 나타나 있다(속도 추정 블록을 포함하는 동시 추정 기법의 전체적인 과정은 다음 절에서 설명됨). 제안된 기법은 FFT 크기(N_F) 만큼 수신된 샘플을 이용하여 FFT를 수행하고, zero-forcing 과정을 거친 후, IFFT를 수행하여 N_F 개의 샘플을 얻게 되는데, 채널 추정의 정확도를 높이기 위해 구해진 N_F 개의 샘플들 중에서 중간 N_C 개의 샘플만 채널 추정치로 사용한다($1 \leq N_C \leq N_F$). 이러한 이유는 FFT 크기만큼 수신 샘플을 잘라서 주파수 영역으로 변환하기 때문에 그로 인해 원래 페이딩 신호에 없던 고주파 성분들이 생기고 zero-forcing 과정 동안 왜곡이 생기게 되는데, 이러한 채널 추정 에러가 N_F 개 샘플의 양 끝 쪽에서 주로 발생하기 때문이다.

따라서, FFT를 위한 윈도우는 N_F 가 아닌 N_C 샘플 단위로 이동하게 되고, 이러한 점을 반영하여 수식상의 편의를 위해 시간 인덱스 n 을 다음과 같이 표현한다.

$$n = pN_C + q, \quad \begin{cases} p = 0, 1, 2, \dots \\ q = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (8)$$

여기서 p 는 FFT의 시작점을 나타내는 인덱스, q 는 FFT 단위 내에서의 인덱스이다. 제안된 기법은 페이딩 신호의 대역 제한된 특성을 이용하여, 주파수 영역에서 저역 통과 필터링 과정을 수행하므로 페이딩 신호의 대역 제한 특성을 유지하는 것이 중요하다. 따라서, FFT 과정 전에 시간 영역에서 윈도우 신호 처리를 하면 스펙트럼을 집중시키는데 효

과적이다. 본 논문에서는 다음과 같은 Hanning 윈도우를 사용한다.

$$h(q) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi q}{N_F}\right) \right\} \quad (9)$$

윈도우 신호 처리 후의 신호를 FFT 과정을 통해 주파수 영역으로 변환하면 다음과 같다.

$$R^F(p, k) = \sum_{q=0}^{N_F-1} h(q) r_p(pN_C + q) \exp\left(-\frac{j2\pi qk}{N_F}\right) \quad \text{for } k = 0, 1, 2, \dots, N_F - 1 \quad (10)$$

여기서 k 는 주파수 인덱스이다. 변환된 신호를 사용하여 주파수 영역에서 zero-forcing 과정을 다음과 같이 수행한다.

$$\widehat{C}^F(p, k) = \begin{cases} 0 & \text{for } N_L + 1 < k < N_F - N_L - 1 \\ \beta_e R^F(p, k) & \text{for } k = N_L + 1, N_F - N_L - 1 \\ R^F(p, k) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

여기서 β_e 는 최대 도플러 주파수의 미세한 변화를 zero-forcing 과정에 반영하여 그 효과를 최대화하기 위한 1보다 작은 경계 주파수 웨이트이며, N_L 은 zero-forcing을 수행하는 기준 주파수, 즉 대역 제한하는 주파수로서 FFT 주파수에 의해 정규화 되어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$N_L = \lceil f_D T_S N_F + F_M \rceil \\ \beta_e = 1.0 - \{ \lceil f_D T_S N_F + F_M \rceil - (f_D T_S N_F + F_M) \} \quad (12)$$

여기서 $\lceil x \rceil$ 는 x 와 같거나 그보다 큰 가장 작은 정수를 의미하며, F_M 은 주파수 마진으로서 페이딩 신호가 zero-forcing 과정에 의해 왜곡되는 것을 방지

하는 역할을 한다. 대역 제한 주파수 N_L 은 추정된 최대 도플러 주파수에 따라 결정된다. 시간 영역에서의 채널 계수에 대한 추정치는 IFFT 과정과 역원도우 신호 처리 과정을 통해 다음과 같이 구해진다.

$$\hat{c}[(pN_C + q)N_S] = \frac{1}{h(q)N_F} \sum_{k=0}^{N_F-1} \hat{C}^F(p, k) \exp\left(\frac{j2\pi qk}{N_F}\right)$$

for $\frac{N_F - N_C}{2} \leq q \leq \frac{N_F + N_C}{2} - 1$

(13)

앞서 언급한 바와 같이 N_F 개의 샘플 중에서 중간 N_C 개의 샘플만을 채널 추정치로 취한다. 파일럿 심볼 사이의 채널 추정치를 얻기 위한 채널 보간 과정은 주파수 영역에서의 제로 삽입(zero-padding) 방법을 사용하여 제안된 기법에 쉽게 추가될 수 있다^[11].

3.2 채널 계수와 속도에 대한 동시 추정 기법

이동체 속도 추정은 제안된 속도 적응형 채널 추정 기법에 필수적이다. 일반적으로 속도 추정은 페이딩 신호의 자기 상관 특성이나 레벨 교차율(level crossing rate) 특성을 이용하여 연구되어 왔다^[12, 13]. 최근에는 반복적인 zero-forcing 과정을 수행하여 다양한 채널 환경에서도 왜곡 없이 속도를 추정 가능한 새로운 기법이 제안되었다^[14, 15]. 이 기법은 본 논문에서 제안된 기법과 비슷하게 주파수 영역에서 zero-forcing 과정을 수행하기 때문에 제안된 기법과 효과적으로 결합 가능하다.

잡음의 대역폭을 B_m 이라 할 때, 수신 신호 크기 R 에 대한 레벨 교차율은 다음과 같다^[14].

$$L_R^{noise} = \sqrt{\frac{\gamma + \frac{2B_m^2}{3f_D^2}}{\gamma + 1}} \sqrt{2\pi} f_D \rho e^{-\rho^2} \quad (14)$$

여기서 γ 는 페이딩 신호와 잡음 신호의 전력비이고, ρ 는 신호 크기 R 에 대한 수신 신호의 평균 제곱근의 비(ratio)이다. 이러한 관계로부터 최대 도플러 주파수 추정, 등가적으로 이동체 속도 추정을 다음과 같이 수행 가능하다.

$$\hat{f}_D^{noise} = \sqrt{\frac{\gamma + 1}{\gamma + \frac{2B_m^2}{3f_D^2}}} \sqrt{2\pi} \rho L_R \quad (15)$$

윗 식으로부터, 잡음 신호의 대역폭을 $\sqrt{\frac{3}{2}} f_D$ 로 맞추면, 최대 도플러 주파수는 다음과 같이 잡음 신호에 상관없이 구할 수 있다.

$$\hat{f}_D = \frac{e^{\rho^2}}{\sqrt{2\pi\rho}} L_R \quad (16)$$

윗 식의 조건을 본 논문에서 제안된 zero-forcing 기법으로 적용하면, zero-forcing 주파수를 이에 맞게 조정하면 되고, 다음과 같이 주파수 마진을 설정하면 된다.

$$F_M^{noise-free} = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} - 1.0\right) f_D T_S N_F \quad (17)$$

이와 같이 주파수 마진을 설정하면 속도 추정에 미치는 잡음 신호의 영향을 제거할 수 있지만, FFT 크기가 크고 고속 환경인 경우 주파수 마진이 비교적 큰 값이기 때문에 속도 적응형 채널 추정의 zero-forcing 효과는 감소할 수 있다. 반대로, 속도에 적응하여 최대한 잡음을 억제하기 위해 주파수 마진을 줄이게 되면, 속도 추정에 에러를 유발할 수 있다. 이러한 trade-off 관계에 따라 본 논문에서는 다음과 같이 $F_M^{noise-free}$ 에 웨이트를 곱하여 주파수 마진을 설정한다.

$$F_M = \alpha F_M^{noise-free} \quad (0 \leq \alpha \leq 1) \quad (18)$$

여기서 웨이트 값인 α 의 크기가 1에 가까울수록 속도 추정에 대한 잡음의 효과가 사라지고, 그 값이 작아질수록 채널 추정에 대한 잡음 제거 효과가 최대화 된다.

제안된 동시 추정 기법의 전체적인 과정은 그림 3에 나타나 있다. 이전 단계에서 설정된 zero-forcing 파라미터(N_L, β_e, F_M)들을 사용하여 zero-forcing 과정을 수행하고, IFFT 과정을 거치면 앞 절에서 설명된 바와 같이 채널 추정치를 구할 수 있다. 추정된 채널 계수는 레벨 교차율을 다시 계산하는데 사용되고, 이러한 과정은 충분한 샘플 구간동안 수행된다. 여기서, 레벨 교차율을 계산하는데 사용되는 샘플 수를 N_O 라고 한다. 계산된 레벨 교차율은 다시 식 (16)에 의해서 최대 도플러 주파수를 추정하는데 사용되고, 추정된 최대 도플러 주파수에 의해 zero-forcing 파라미터(N_L, β_e, F_M) 들을 식 (12), (18)에 의해 새로운 값으로 결정한다. 이러한

채널 추정과 최대 도플러 주파수 추정 과정이 반복적으로 수행된다. 제안된 기법은 하나의 FFT/IFFT 모듈을 사용하여 채널 계수와 이동체 속도에 대한 효과적인 동시 추정을 가능하게 한다.

3.3 채널 추정 MSE에 대한 수식 분석

기존의 속도 적응형 채널 추정 기법의 경우 MSE 성능에 대해 수식적으로 분석되지 않았으나, 제안된 채널 추정 기법의 경우 간단하게 MSE 성능 분석이 가능하다. 제안된 기법의 zero-forcing 과정은 속도에 적응적인 구형(rectangular) 필터링 과정으로 해석 가능하다. 이러한 구형 필터링 과정은 이론적으로 페이딩 신호의 대역폭보다 큰 대역폭으로 수행되므로, 수신된 신호에서 페이딩 신호의 왜곡을 방지하면서 잡음 신호 성분만을 줄인다. 따라서, 제안된 기법의 MSE는 IFFT 이후 잡음 신호의 분산으로 해석 가능하며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[e^2] &= |c(n) - \hat{c}(n)|^2 \\ &= |c(n) - \hat{c}(n) + w'(n)|^2 \\ &= \text{Var}[w'(n)] \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $w'(n)$ 은 IFFT 이후의 잡음 신호를 의미하고, $\text{Var}[x]$ 는 x 의 분산을 의미한다. $w(n)$ 이 화이트(white) 잡음 신호라고 가정하면, $w'(n)$ 의 분산은 구형 채널 추정 필터의 대역폭에 비례하게 되고 경계 주파수 웨이트까지 고려하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[e^2] = \frac{\sigma_n^2}{N_F} (2N_L + 1 + 2\beta_e^2) \quad (20)$$

IV. 모의 실험 결과

제안된 기법의 성능을 검증하기 위해서 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다. 먼저, 이동체 속도 정보를 수신기가 알고 있을 때, 제안된 기법과 기존의 O&C 기법, C&W 기법과의 MSE 성능이 비교된다. 두 번째로, 채널 추정과 속도 추정이 결합된 동시 추정 기법의 성능이 제시된다. 모의 실험에서 반송파 주파수는 2GHz, 파일럿 심볼 전송율($1/T_S$)은 2 KHz로 설정되었다.

4.1 완벽한 속도 추정 환경

채널 추정 성능을 비교하기에 앞서, 제안된 채널 추정 기법에서 파라미터 N_C 가 평균 채널 추정 성

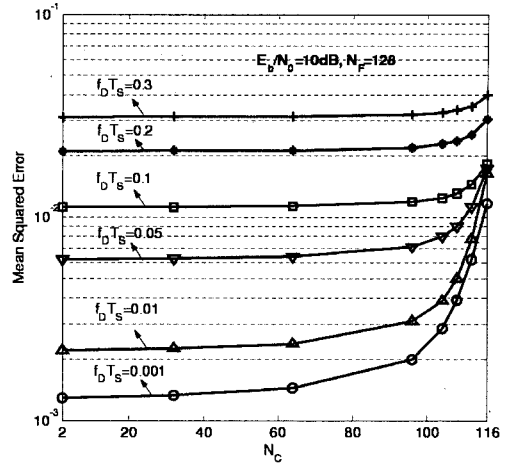


그림 4. 제안된 채널 추정 기법에서 N_C 에 대한 평균 채널 추정 MSE 성능 변화($E_b/N_0=10\text{dB}$, $N_F=128$)

능에 어떤 영향을 미치는지 살펴보자. 그림 4는 $N_F=128$, $E_b/N_0=10\text{dB}$ 인 환경에서 $f_D T_S$ 를 변화시켜가며 N_C 에 대한 평균 채널 추정 MSE를 나타낸 것이다. 결과를 살펴보면 모든 속도 환경에서 N_C 가 FFT 크기에 근접해질수록 평균 MSE 성능이 열화됨을 알 수 있다. 이것은 앞서 설명한 바와 같이 FFT 크기 만큼의 truncation으로 인한 에러가 FFT 단위의 양 끝 쪽에서 주로 발생하고, 또한 역 윈도우 신호처리 과정에서 양 끝 쪽 부분은 크기가 작은 윈도우 웨이트 값으로 나누기 때문에 채널 추정 에러가 증폭되기 때문이다. 그러나 이러한 성능 열화 현상은 N_C 를 FFT 크기의 절반 이하 정도로만 유지하면 피할 수 있으며, 거의 일정한 MSE 성능을 보인다. 따라서, 이후의 실험 결과들에서 N_C 를 2, $N_F/4$, $N_F/2$ 등으로 다양하게 설정하지만, 이들의 성능 차이는 거의 없다.

그림 5는 수신기가 정확한 속도 정보를 알고 있을 경우에 각 기법들의 채널 추정 MSE 성능을 비교한 것이다. 실험에서 E_b/N_0 는 10dB이고, $f_D T_S$ 는 0.003에서 0.3(이동체 속도 3~300 km/h 해당)까지 변화시켜가며 성능 추이를 살펴보았다. O&C 기법의 필터 파라미터와 C&W 기법의 필터 차수는 각각의 속도 환경에 맞게 최적화 되었다. 채널 추정 성능 비교에서 채널 보간 기법의 효과를 배제하기 위해 N_S 는 1로 설정하였고, 파일럿 심볼 위치의 채널 계수에 대한 추정 성능만을 비교하였다. 실험 결과를 살펴보면, O&C 기법의 경우엔 고속 환경을 제외하면 전반적으로 좋지 않은 추정 성능을 보이

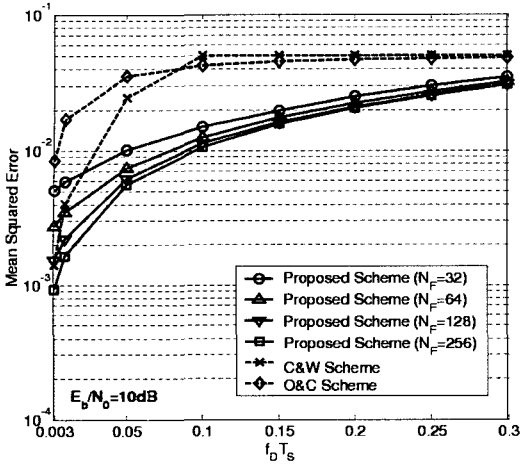


그림 5. 제안된 채널 추정 기법과 기존의 속도 적응형 채널 추정 기법과의 채널 추정 MSE 성능 비교($E_b/N_0=10\text{dB}$, $N_F=32,64,128,256$, $N_C=N_F/4$)

는데 이것은 하나의 탭을 갖는 IIR 필터의 구조적인 한계를 나타낸다. 다수의 탭을 갖는 FIR 필터 구조인 C&W 기법은 저속 환경에서 좋은 성능을 보이지만 이동체 속도가 증가함에 따라 성능 저하가 발생한다. 제안된 기법의 경우 낮은 속도 환경에서는 C&W 기법과 비슷한 성능을 나타내지만 속도가 증가하면서 중고속 환경에서는 두 가지 기법들보다 더 좋은 성능을 보인다. 즉, 낮은 속도 환경에서 좋은 성능을 나타내는 C&W 기법의 장점을 갖고 있으면서도, 속도가 증가함에 따른 성능 열화 문제를 해결하였다. 제안된 기법이 C&W 기법에 비해 성능 향상을 얻는 이유는 C&W 기법이 속도에 적응하는 알고리즘을 유도하는 과정에서 Wiener 필터와는 다른 특성을 갖게 되는 반면, 제안된 기법의 경우 Wiener 필터의 특성을 그대로 유지하는 조건 하에서 속도 적응형 알고리즘이 유도되었기 때문이다. 제안된 기법의 성능 향상은 FFT 크기가 증가함에 따라 더욱 커진다.

그림 6은 제안된 채널 추정 기법과 최적 성능을 제시하는 Wiener 필터간의 채널 추정 MSE를 비교한 것이다. 결과를 살펴 보면, 모든 실험 환경에서 제안된 채널 추정 기법과 Wiener 필터간의 채널 추정 MSE 성능 차이가 매우 미미함을 알 수 있다. 낮은 E_b/N_0 환경에서 약간의 성능 차이를 보이는 것은 속도에 적응하는 것 외에 잡음 신호의 통계적 특성이 Wiener 필터의 특성에 나타나기 때문이다. 그러나 그 성능 차이는 매우 작으며 0dB 이상의 환경에서는 거의 Wiener 필터의 성능과 일치한다.

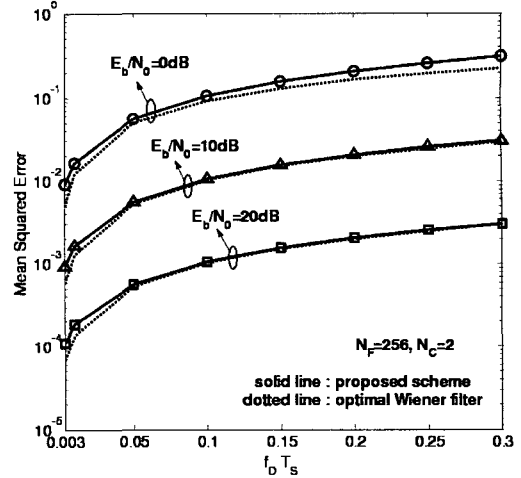


그림 6. 제안된 채널 추정 기법과 최적의 Wiener 필터간의 채널 추정 MSE 성능 비교($E_b/N_0=0, 10, 20\text{dB}$, $N_F=256$, $N_C=2$)

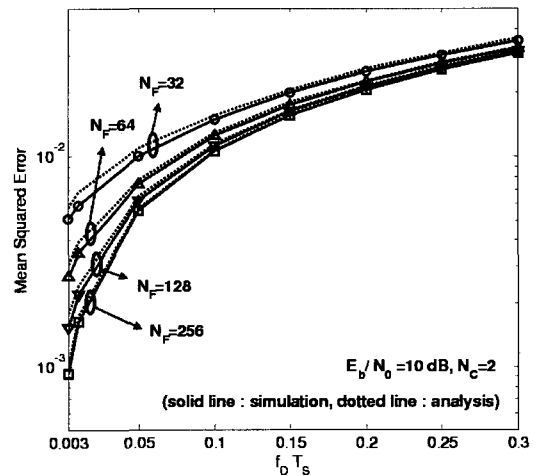
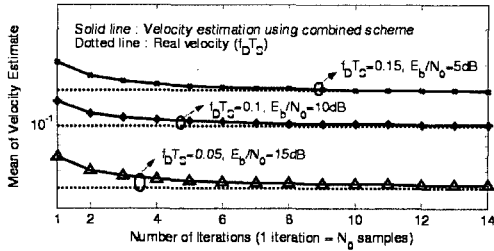


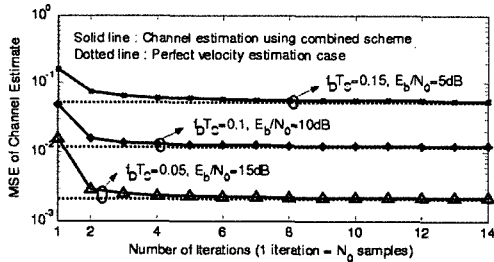
그림 7. 제안된 채널 추정 기법의 채널 추정 MSE에 대한 모의 실험과 수식 분석 결과(식 (20)) 비교($f_D T_s=0.01$, $N_C=2$)

따라서 제안된 속도 적응형 채널 추정 기법은 간단한 신호 처리 과정을 통해 기존의 속도 적응형 채널 추정 기법들보다 우수하고 Wiener 필터에 근접하는 채널 추정 성능을 나타낸다.

그림 7은 E_b/N_0 가 10dB 일 때의 모의 실험 결과와 식 (20)으로부터 얻어진 수식 분석 결과를 비교한 것이다. 비교 결과로부터, 다양한 FFT 크기에 대해, 유도된 MSE 수식 결과가 모의 실험 결과와의 일치함을 알 수 있다. 특히, FFT 크기가 증가함에 따라 수식 결과와 실험 결과가 더욱 일치하게 되는데, 이것은 FFT 크기의 증가에 따른 주파수 해상력 향상 때문이다.



(a) 속도 추정의 평균값



(b) 채널 추정의 MSE

그림 8. 채널 계수와 속도에 대한 동시 추정시 최초 추적 성능($N_F=128$, $N_C=64$, $N_O=10N_C$, $N_S=32$)

4.2 제안된 동시 추정 기법을 사용한 실제 속도 추정 환경

그림 8은 채널 계수와 속도에 대한 동시 추정 기법의 초기 추적(tracking) 성능을 보여준다. 실제적인 환경을 고려하여 N_S 가 32인 PSAM 구조를 가정하였으며, 파일럿 심볼 사이의 채널 계수는 주파수 영역에서의 제로 삽입 방법을 이용한 채널 보간 기법을 사용하여 추정하였다. 이러한 채널 보간 기법은 주파수 영역에서 신호 처리를 하는 제안된 기법과 효율적으로 결합 가능하다. 모의 실험 과정에서 1회 속도 추정을 위한 샘플 길이(N_O)는 $10N_C$ 로 설정되었고, 주파수 마진은 식 (18)에 의해 결정되었으며, α 는 평균적으로 안정된 성능을 보이는 0.5로 설정되었다. 실제로 α 의 값은 0.5 근처로 설정되면(0.4~0.7), 속도와 채널 계수, 두 가지 추정치에 대해 모두 안정적인 성능을 얻을 수 있다. 다양한 동작 환경을 고려하기 위해 $f_D T_S$ 와 E_b/N_0 를 변화시켜가며 세 가지 동작 환경에서 실험을 수행하였다. 그림 (a)는 속도 추정치에 대한 평균값 결과이고, 그림 (b)는 채널 추정치에 대한 MSE 결과이다. 그림 (a)를 먼저 살펴보면, 반복 추정의 횟수가 증가함에 따라 속도 추정에 대한 평균값이 실제값에 근사해지며, 바이어스가 없어짐을 확인 가능하다. 이러한 속도 추정 결과를 이용한 채널 추정 결과는 그림 (b)를 통해 알 수 있는데, 최초 약 10회의 반

복 추정을 통해 제안된 기법의 채널 추정 성능이 속도 정보를 알고 있는 경우의 성능에 거의 근접함을 알 수 있다. 또한 그림 8의 $E_b/N_0=10\text{dB}$ 인 결과와 그림 5의 $f_D T_S=0.1$ 인 결과와 비교해 보면, 채널 보간에 의한 성능 열화가 아주 미미함을 알 수 있다. 따라서, 하나의 FFT 모듈을 공유함으로써, 넓은 범위의 이동체 속도를 추정하고, 추정된 속도에 적용하여 효과적으로 채널 추정과 보간을 수행할 수 있다.

그림 9는 제안된 동시 추정 기법과 완벽한 속도 정보를 가진 경우의 채널 추정 MSE 성능을 비교한 것이다. FFT 크기는 128, N_C 는 FFT 크기의 반으로 설정되었다. 결과 그림으로부터, 다양한 채널 환경에서 동시 추정 기법의 성능이 완벽한 속도 정보를 갖는 추정 기법의 성능으로부터 크게 벗어나지 않음을 알 수 있다. 이것은 제안된 동시 추정 기법이 채널 조건에 상관없이 안정된 채널 추정과 속도 추정을 수행할 수 있음을 의미한다.

실제적인 속도 추정 기법이 속도 적응형 채널 추정 기법과 결합되었을 때, 제안된 채널 추정 기법과 O&C 기법, C&W 기법과의 성능 비교는 앞서 살펴본 결과들로부터 충분히 예상 가능하다. 만약 채널 추정 값의 레벨 교차율 특성을 이용하는 본 논문에서 제안된 속도 추정 기법을 C&W 기법이나 O&C 기법과 결합할 경우, 정확도가 낮은 채널 추정치를 이용하여 속도 추정을 수행하게 되므로, 본 논문의 결과보다 열화된 속도 추정 성능을 얻게 된다. 이러한 부정확한 속도 정보가 또다시 채널 추정에 사용

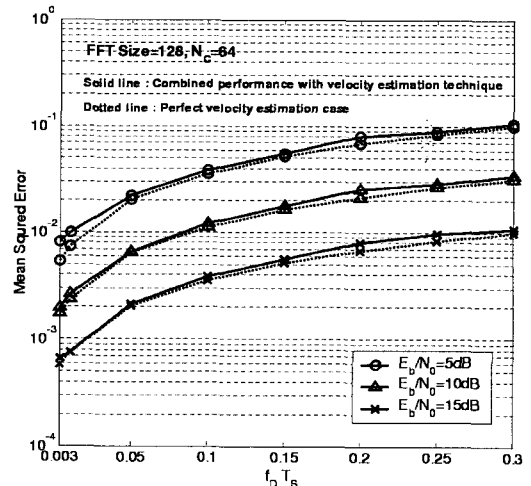


그림 9. 채널 계수와 속도를 동시에 추정하였을 때의 채널 추정 MSE 성능($N_F=128$, $N_C=64$, $N_O=10N_C$, $N_S=32$)

되므로 채널 추정 MSE 성능 또한 더욱 열화된다. 따라서 실제 속도 추정 기법이 적용되더라도 제안된 채널 추정 기법이 C&W 기법이나 O&C 기법보다 좋은 성능을 나타낸다. 또한 구조적으로도 제안된 동시 추정 기법은 하나의 FFT 모듈을 사용하여 zero-forcing 과정을 통해 수행 가능하므로 더욱 효율적이라 할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 넓은 이동체 속도 범위에서 채널 추정 MSE를 낮게 유지하기 위해 주파수 영역에서 속도에 따라 zero-forcing 과정을 사용하는 속도 적응형 채널 추정 기법이 제안되었다. 제안된 기법은 최적의 채널 추정 성능을 갖는 Wiener 필터의 특성을 이동체 속도에 적응하여 간단한 신호처리 방법으로 구현한다. 모의 실험 결과를 통해 제안된 기법이 넓은 범위의 속도 환경(3~300 Km/h)에서 기존의 속도 적응형 채널 추정 기법들보다 낮은 채널 추정 MSE를 유지함을 확인할 수 있었다. 또한, 하나의 FFT/IFFT 모듈을 사용하여 속도와 채널 계수를 동시에 추정하는 기법이 제안되었고, 안정된 추정 성능을 확인할 수 있었다. 따라서, 제안된 기법을 사용하여 차세대 이동 통신 시스템에서 요구하는 다양한 이동체 속도 범위에서, 채널 추정 및 보간 과정을 효율적으로 수행하고 동시에 이동체 속도까지 안정적으로 추정 가능하다.

참고 문헌

- [1] Keiji Tachikawa, "A Perspective on the Evolution of Mobile Communications," *IEEE Communications Magazine.*, vol. 41, pp. 66-73, Oct. 2003.
- [2] Goohyun Park, Takki Yu, Daesik Hong, and Changeon Kang, "A Modified Covariance-Based Mobile Velocity Estimation Method for Rician Fading Channels," *IEEE Communications Letters*, Accepted for publication, 2005.
- [3] James K. Cavers, "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.
- [4] Seiichi Sampei and Terumi Sunage, "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 42, pp. 137-147, May 1993.
- [5] H. Andoh, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Channel Estimation Filter Using Time Multiplexed Pilot Channel for Coherent RAKE Combining in DS-CDMA Mobile Radio," *IEICE Trans. on Communications*, vol. E81-B, pp. 1517-1526, 1998
- [6] M. Sakamoto, J. Huoponen, and I. Niva, "Adaptive Channel Estimation with Velocity Estimator for W-CDMA Receiver," *IEEE VTC'00*, vol. 3, pp. 2024-2028, May 2000.
- [7] Hyuk Jun Oh and John M. Cioffi, "An Adaptive Channel Estimation Scheme for DS-CDMA Systems," *IEEE VTC'00*, vol. 6, pp. 2839-2843, Sept. 2000.
- [8] Zhou Chunhui, Meng Lin, Li Gang, Wang Jing, Li Weidong, "An Order-Adaptive Filter for Channel Estimation in DS-CDMA Mobile Systems," *ICCT'00*, vol. 1, pp. 355-358, Aug. 2000.
- [9] M. L. Moher and J. H. Lodge, "TCMP-A Modulation and Coding Strategy for Rician Fading Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, vol. 7, No. 9, pp. 1347-1355, Dec. 1989.
- [10] Harri Holma and Antti Toskala, *WCDMA for UMTS*, John Wiley and Sons Ltd, 2000.
- [11] Eiji Okamoto, Huan-Bang Li, and Tetsushi Ikegami, "Rayleigh Fading Compensation for 16QAM using FFT," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 48, pp. 1626-1633, Sept. 1999.
- [12] G. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, Boston, MA : Kluwer Academic Publisher, 1996.
- [13] A. Sampath and J. Holtzman, "Estimation of Maximum Doppler Frequency for Handoff Decisions," *IEEE VTC'93*, vol. 3, pp. 859-862, May 1993.
- [14] Goohyun Park, Daesik Hong, and Changeon Kang, "Level Crossing Rate Estimation with Doppler Adaptive Noise Suppression Technique

