

시변 페이딩 이동무선채널에서 Data-Recycling 등화기에 의한 BER 성능 개선

BER Performance Improvement of Data-Recycling Equalizer in Time-varying Fading Mobile Communication Channel

김 남 용

Nam-Yong Kim

요 약

시변 페이딩 이동무선채널은 전송 신호의 진폭, 주파수 그리고 위상까지 랜덤하게 왜곡시키며 시간적으로 변하는 스펙트럼 null 을 가진다. 이러한 채널에 대해 위상왜곡에 민감한 성질과 느린 수렴속도를 가지는 기존의 등화기는 열악한 에러 성능을 나타낸다. 이 논문에서는, 단순하면서도 빠른 수렴속도의 Data-Recycling 알고리즘을 위상왜곡에 강한 Fractionally Spaced 등화기(FSE) 구조에 적용하였으며 시변 이동통신 페이딩 채널에 대해 다른 기존의 등화기들과 비교하여 그 성능을 평가하였다. 그 결과 Data-Recycling FSE는 시변 이동통신채널의 특성을 빠르게 추적하는 능력과 위상왜곡에 대한 효과적인 보상능력으로 상당한 BER 성능개선을 나타내었다.

Abstract

Time-variant mobile radio fading channels distort amplitude, frequency and phase of a transmitted signal. On channels that have time-variant spectral nulls, the conventional equalizers which have low convergence speed and high sensitiveness to phase distortion yields very poor error rate performance. In this paper, the performance of a combined structure with the data-recycling algorithm and fractionally spaced equalizer (FSE) has been investigated on time-variant mobile radio fading channels through computer simulations and compared to other kinds of equalizers. The results show that the data-recycling FSE has excellent capabilities for tracking rapidly time-variant mobile channels and effective compensation for phase distortion.

I. 서 론

무선이동통신에서 차량에 수신된 신호는 주위 환경에 의해 심각하게 왜곡된다. 차량의 이동은 도플

러 효과를 유기하고 그 주파수를 변화시킨다. 빌딩과 언덕 그리고 여러 물체 등에 반사 및 산란된 신호 전파는 다중 경로를 통과하여 위상왜곡과 페이딩을 일으키며^[1] 차량의 이동에 따라 시간적으로 급변하는 채널특성을 가진다. 이러한 시변 페이딩

관동대학교 전자통신공학과(Dept. of Electronic Communications Engineering, Kwandong University)

· 논문 번호 : 970609-039

· 수정완료일자 : 1997년 11월 6일

이동통신 채널은 차량속도와 파장에 의한 도플러 주파수에 따라 수신신호 전력의 극심한 포락선 변동을 나타낸다^[2]. 또한 주파수 선택성 페이딩에 의한 스펙트럼 골(spectrum null)이 시간에 따라 다양한 주파수 영역에서 랜덤하게 발생하므로^[3] 이를 빠르게 추적하여 보상하는 등화기가 효과적으로 쓰일 수 있다.

페이딩 채널의 위상왜곡에 의한 aliasing 효과로 성능저하를 피할 수 없었던 기존의 적응 등화기와 달리 FSE(Fractionally-Spaced 등화기)의 성능은 채널 위상왜곡에 거의 독립적이되어 보다 효과적으로 이 위상왜곡을 보상할 수 있다^[4]. 또한 FSE는 적응시간동안 등화기가 지연시간을 제대로 합성하여 보상해 줄 수 있기 때문에 임의의 샘플링 위상으로도 데이터 전송이 가능하다^[5].

그러나 이러한 장점을 가진 FSE는 T-Spaced 등화기보다 수렴속도가 더 빠르지 못하는 단점을 가진다^[6]. 최근 연구된 T-Spaced 등화기 알고리즘 중에는 LMS(Least Mean Square) 알고리즘의 단순성과 효율성의 장점을 살리고 빠른 수렴속도를 가지는 Data-Recycling 기법^[7]이 있으며 이것을 보완 수정하여 FSE에 적용할 수 있다. FSE가 빠른 수렴속도를 가질 경우, 급변하는 채널특성의 극심한 주파수 선택성 페이딩을 빠르게 추적하여 보상할 수 있을 뿐 아니라 채널의 위상왜곡에 강한 면역성을 가지며 샘플러의 위상오차에도 민감하지 않은 특성을 가질 수 있다. 본 논문에서는 단순하면서도 빠른 수렴속도를 가지는 Data-Recycling 기법을 T-Spaced 등화기와 FSE에 적용하여 시변 이동통신 페이딩 채널에서 BER(Bit Error Rate) 성능을 향상시킬 수 있음을 보이고자 한다.

II. Data-Recycling FSE

기존의 T-spaced 등화기는 전달함수가 $1/T$ Hz의 주기적 성질을 가진다는 사실 때문에 Nyquist 대역 바깥의 주파수 성분을 가지는 잡음에 대해서는 T-spaced 등화기 구조로서는 더이상 억압할 수

없으므로 등화기 앞단에 이러한 잡음 성분들을 없애도록 하는 특수한 필터를 따로 필요로 하는 단점이 있다. 또한 이것은 등화기 출력을 $1/T$ 클럭율로 샘플링하는 과정에서 스펙트럼상에 $1/T$ Hz 마다 중첩되어지는 신호성분의 상대적 크기와 위상을 수정시킬 수 없다. 그리고 T 간격으로 탭이 만들어진 경우의 클럭복원 문제는 여전히 큰 문제로 대두되어 성능면에서나 복잡도, 복조 수신단의 start-up 시간 등에 상당한 영향을 끼칠 수 있다.

이러한 기존의 구조와 달리, Fractional Spaced 등화기에서는 큰 시간 간격으로 볼 때 오류가 실제 클럭 위상과 독립적으로 나타나는데 이러한 독립성이 나타날 수 있는 이유는 주파수 영역에서 전달함수의 주기가 더 길어짐으로 해서 등화기로 하여금 aliasing을 일으키는 roll-off 성분들의 위상을 서로 독립적으로 제어할 수 있도록 해주는 것에 기인한다.

즉, 전달함수의 주기가 주파수 영역에서 더 길도록 한 등화기를 사용하므로써 대역외 잡음을 억압할 수 있도록 하는 정합필터의 기능을 수행할 수 있게 되며 이는 기존의 등화기 보다 더 작은 오차를 유도하고 등화기 앞단에 사용될 수신단 필터도 비교적 정교하지 않은 것으로 설계할 수 있게 된다.

FSE의 delay-line 탭은 심볼 간격 T 보다 작거나 같은 τ 의 간격을 갖는다. 탭 간격 τ 는 일반적으로 등화기 입력신호에 의해 점유되는 대역폭 $|f| < 1/2\tau$, 즉 샘플링 이론을 만족하도록 선택된다. 아날로그 구현에서는 τ 에 대한 제한이 없고 등화기 출력은 심볼율로 샘플링할 수 있으나 디지털에서의 τ 는 $(L/M)T$ 이어야만 한다. 정수 M 은 입력신호가 T 간격동안 M 번 샘플링되어 등화기에 입력됨을 가리키며 정수 L 은 이렇게 다중 샘플링된 샘플들 중 매 L 개 샘플마다 등화기 탭이 연결되어 탭계수 c 와 곱셈이 이루어짐을 의미한다. 실제적으로 $\tau = T/M$ 으로 고르면 편리하다. 수신된 신호 $x(t)$ 는 M/T 의 비율로 샘플링되어 등화기의 Tapped delay line에 들어가고 다음과 같이 각 심볼 간격마다 출력을 낸다. $L=3, M=5$ 인 경우에 대하여 제안

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I(n) h(t-nT) + z(t)$$

$$x(k) = \sum_{n=0}^L f_n I(k-n) + n(k)$$

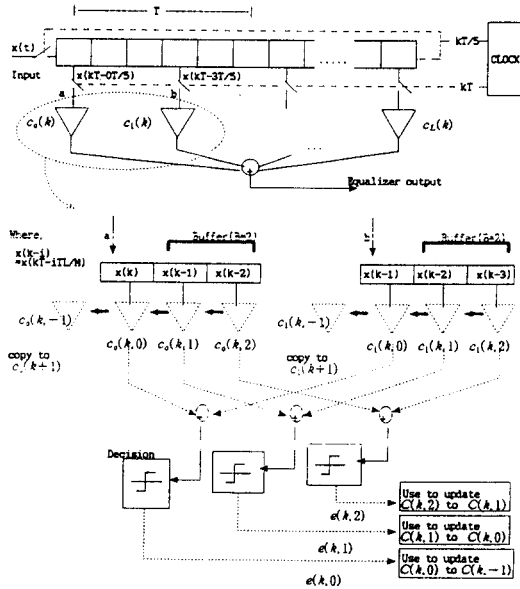


그림 1. 탭간격 3T/5의 Data-Recycling FSE.
Fig. 1. Data-Recycling FSE with tap spacing 3T/5.

한 FSE의 구조를 그림 1에 나타내었다.

$$\hat{I}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} c_i x(kT - iTL/M) \quad L, M: \text{정수 } M > L \quad (1)$$

식 (1)에서 TL/M-spaced 등화기의 계수 c_i 는 각 심볼에 대해 계산된 오차를 기본으로 대개 LMS 알고리즘에 의해 갱신된다. 알고리즘의 Step size = u , 입력 상관행렬의 고유치 λ 에 대해 기존의 LMS 등화기는 현 j 번째 탭계수와 최적 탭계수와의 간격이 $1 - 2u\lambda_j$ 의 비율로 감소한다^[8]. 그러나 제안한 FSE에서는 이 탭계수의 갱신에 Data-Recycling LMS 알고리즘^[7]을 사용하여 갱신되며, Data-Recycling LMS 알고리즘은 샘플시간 k 가 증가됨에 따라 현 탭계수와 최적 탭계수와의 간격

이 $(1 - 2u\lambda_j)^{B+1}$ 의 비율로 줄어들어간다. 여기서 B 는 버퍼에 저장된 재활용 데이터 수로서 기존 LMS와 비교하면 수렴속도는 $B+1$ 배 만큼 지수적으로 향상되었음을 나타낸다. j 번째 탭계수에 대한 MSE(Mean Squared Error)의 감소비율, 즉 수렴속도는 $\text{MSE ratio} = (1 - 2u\lambda_j)^{2(B+1)}$ 로 분석되어 기존의 LMS 알고리즘의 수렴속도보다 $B+1$ 배 증가된 MSE 수렴속도를 가진다. Data-Recycling 알고리즘의 수렴속도에 대한 이론적인 분석을 다음 장에서 다루고 있다.

III. Data-Recycling 알고리즘의 수렴에 대한 이론적 해석

Data-Recycling 알고리즘에서 $C(k+1)$ 와 $C(k)$ 의 관계를 구하면 다음과 같다.

$$C(k+1) = C(k) + 2u \sum_{i=0}^B e(k, i) X(k-i) \quad (2)$$

여기서 $C(k)$ 는 $C(k, i)$ 가 $i=B$ 부터 반복 갱신되어 최종 $i=0$ 인 $C(k, 0)$ 이며 $E[\cdot]$ 를 취하고 최적 탭계수 벡터 C° 와 입력 벡터의 *auto correlation* $R = E[XX^T]$ 을 사용하면 위 식은 다음과 같이 표현된다.

$$E[C(k+1)] - C^\circ = (I - 2\mu R)(E[C(k)] - C^\circ) - 2u \sum_{i=1}^B R(E[C(k, i)] - C^\circ) \quad (3)$$

위 식의 끝항을 편의상 $E[C(k, i)] - C^\circ \equiv V(k, i)$ 로, 이 벡터의 j 번째 요소값을 $v(k, i, j)$ 라고 정의하면 벡터 $E[C(k)] - C^\circ$ 은 $V(k)$ 로, 그리고 이것의 j 번째 요소값은 $v(k, 0, j)$ 로 표기될 수 있다. 따라서 위 식은 다음 식으로 표현될 수 있다.

$$V(k+1) = (I - 2\mu R)V(k) - 2u \sum_{i=1}^B R V(k, i) \quad (4)$$

한편, 입력의 *auto correlation* 행렬 R 은 고유치

행렬 Λ 와 고유벡터 Q 로 이루어진 normal form인 $R=Q\Lambda Q^{-1}$ 로 표현될 수 있다. 이 때, 벡터 Q^{-1} 로 벡터 $V(k)$ 를 회전시킨 새로운 벡터 $V'=Q^{-1}V$ 를 도입하여 위 식에 적용하면 식 (4)는 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{aligned} V'(k+1) &= Q^{-1}(I-2uR)QV'(k) \\ &\quad - 2u \sum_{i=1}^B Q^{-1} RQV'(k, i) \\ &= (I-2u\Lambda) V'(k) - 2u \sum_{i=1}^B \Lambda V'(k, i) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 벡터 $V'(k+1)$, $V'(k)$, $V'(k, i)$ 의 j 번째 요소값은 각각 $v'(k+1, 0, j)$, $v'(k, 0, j)$, $v'(k, i, j)$ 이며 $v'(k+1, 0, j)$, $v'(k, 0, j)$ 를 $v'(k+1, j)$, $v'(k, j)$ 로 나타내면 식 (5)는 다음과 같다.

$$v'(k+1, j) = v'(k, j) [1 - 2u\lambda_j(1-r^{B+1}) / (1-r)] \quad (6)$$

$$\begin{aligned} v'(k+1, j) &= v'(k, j) - 2u\lambda_j \left[\frac{v'(k, j)}{2u\lambda_j} - \frac{v'(k, j)}{2u\lambda_j} (1-2u\lambda_j)^{B+1} \right] \\ &= v'(k, j) (1-2u\lambda_j)^{B+1} \end{aligned} \quad (7)$$

이 경우는 샘플시간 k 가 증가됨에 따라 현 탭계수와 최적 탭계수와의 간격이 $(1-2u\lambda_j)^{B+1}$ 의 비율로 줄어들어감을 의미하고 있다. 또한 MSE의 경우 그 감소비율이 탭계수 간격의 감소비율에 제공된 형태로 표현되므로 j 번째 탭계수에 대한 자승평균오차 $MSE(k, j)$ 는 최소MSE인 MSE_{\min} 과 함께 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} MSE(k, j) &= MSE_{\min} + \lambda_j v'(k, j)^2 \\ &= MSE_{\min} + \lambda_j (1-2u\lambda_j)^{(B+1)2k} v'(0, j)^2 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 λ_j , $v'(0, j)^2$ 는 상수이므로 j 번째 탭계수에 대한 MSE의 감소비율을 log형태로 나타내면

$$\log(MSE\ ratio) = (B+1)\log(1-2u\lambda_j)^2 \quad (9)$$

식 (9)의 이 수렴속도는 LMS Equalizer의 수렴속도인 $\log(1-2u\lambda_j)^2$ 보다 $B+1$ 배 증가된 MSE 수렴속도임을 밝혀주고 있다.

IV. 시변 페이딩 이동통신 채널 모델링과 전송 시스템

디지털 데이터 전송 시스템은 이산 심볼로 구성된 정보열을 대역 통과(pass band) 채널을 통해 전송하며 대역 통과 채널은 등가의 저역 기저대역 형태로 나타내는 것이 수학적으로 편리하다. 또한, 대역 통과 채널을 통해 전송되는 대역 통과 신호도 등가 저역 통과 형태로 나타낼 수 있다.

디지털 변조에 의한 등가 저역 통과 신호 $s(t)$ 는 공통적으로 식 (10)의 형태를 취하게 된다⁹⁾.

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I(n)g(t-nT) \quad (10)$$

여기서 $\{I(n)\}$ 은 전송하고자 하는 불연속 데이터 열을, $g(t)$ 는 대역이 W 로 제한된 펄스를 나타낸다. 식 (10)에 나타난 신호를 대역 제한된 주파수 응답 특성이 $c(t)$ 인 채널을 통해 전송시킬 경우 수신단에서의 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I(n)h(t-nT) + z(t) \quad (11)$$

이 때 $h(t) = g(t) * c(t)$ 이고, $z(t)$ 는 AWGN 을 나타낸다. $h(t)$ 와 수신단 정합필터 그리고 백색 잡음화 필터까지의 전체 채널을 통과한 신호 $x(k)$ 는 아래의 식과 같이 나타낼 수 있으며 $\{f_k\}$ 가 전체 등가이산 채널의 계수가 된다.

$$x(k) = \sum_{n=0}^L f_n I(k-n) + n(k) \quad (12)$$

이산 채널 응답인 f_n 은 각 전송 심볼이 채널을 따라 전파되는 경로의 감쇠량으로 볼 수 있으며 심볼 간격 만큼 뒤진 과거 심볼들이 경로상에서 어느 정도의 감쇠를 받아 현재 심볼에 더해짐으로서 심볼간 간섭을 유기한다. 시간적으로 급변하는 이동통신 무선채널의 수신 신호 포락선이 Rayleigh 분포를 갖기 위해서는 현재심볼에 대한 감쇠 f_0 와 과거 심볼에 대한 감쇠 f_1 을 백색 가우시안 랜덤 신호로 사용하면 된다. 즉 시변 $f_0(t)$ 와 $f_1(t)$ 는 대역 제한되고 전체 전력이 1로 정규화된 가우시안 잡음이 된다. 이 경우 채널의 전달함수는 다음 식 13과 같으며 $f_0(t)$ 와 $f_1(t)$ 는 서로 독립인 백색 가우시안 잡음을 대역폭이 도플러 페이딩 주파수인 f_d Hz의 저역통과 필터에 통과시킴으로써 얻을 수 있다^[10].

$$H(Z) = f_0(t) + f_1(t) Z^{-1} \quad (13)$$

시뮬레이션을 위해 생성한 채널 탭 값은 주어진 도플러 페이딩 주파수로 대역 제한된 독립 백색 가우시안 분포를 가지는 랜덤신호이다. 매 샘플 주기마다 입력 심볼은 채널 탭 $f_0(t)$, $f_1(t)$ 와 컨볼루션 과정을 거치고 백색 가우시안 잡음(AWGN)이 더해진 뒤 등화기의 입력으로 사용된다.

송신 심볼은 전력이 1인 유사랜덤열이므로 페이딩채널을 거친 수신 신호는 채널의 전력과 같고 채널의 분포를 따른다. 한편 채널의 두 탭은 독립 가

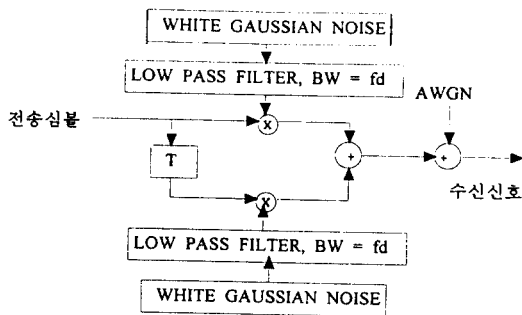


그림 2. 이산 Rayleigh 페이딩 채널 모델
Fig. 2. A discrete-time channel model for Rayleigh fading.

우시안 분포이므로 수신 신호의 포락선은 Rayleigh 분포를 가지게 된다.

그림 2의 기저대역 채널 모델에 의해 발생시킨 채널의 주파수 특성을 비교하여 본 결과, 전송을

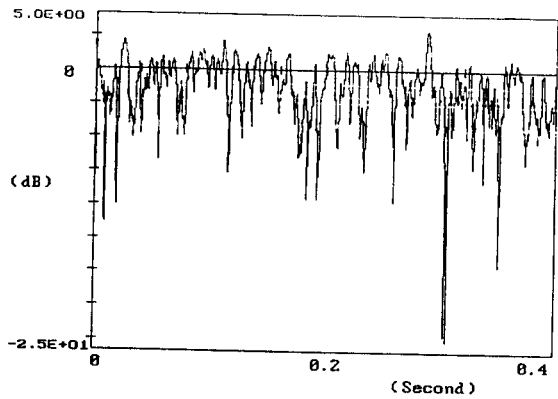


그림 3. 페이딩을 80 Hz 채널의 수신 신호 포락선
Fig. 3. Envelope fluctuation of received signal, ($f_d=80$ Hz)

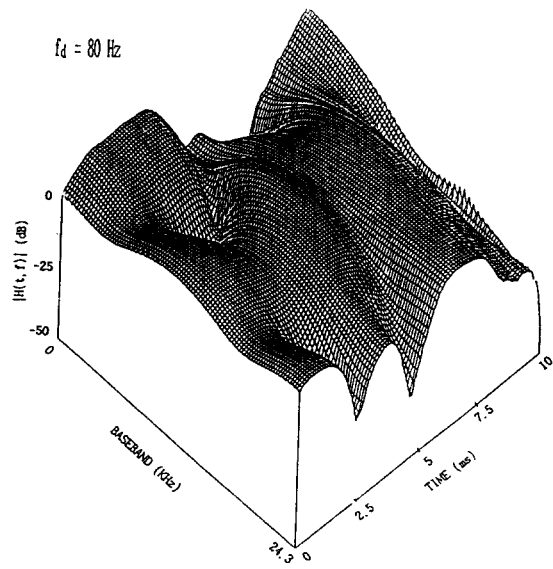


그림 4. $f_d=80$ Hz 기저대역 페이딩 채널 주파수 특성
Fig. 4. Time-varying spectral characteristics of $f_d=80$ Hz fading channel.

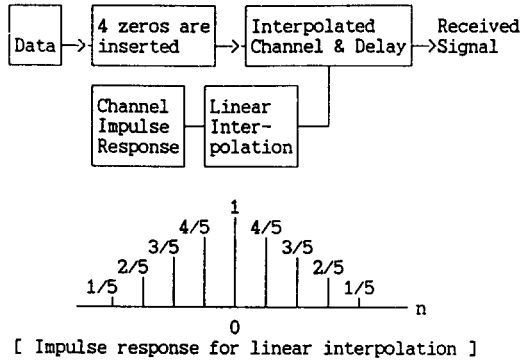


그림 5. FSE(M=5)를 위한 전송 시스템 모델
Fig. 5. System model for FSE. (M=5)

48.6 kbps, $fd = 50$ Hz 시변채널의 경우 10 ms 동안 -50 dB 정도의 스펙트럼 null을 4~5번 발생하였고 $fd = 80$ Hz 시변채널에서는 10 ms 동안 -50 dB 정도의 스펙트럼 null을 8~9번 발생시켜 극심한 페이딩을 현저하게 나타내었다. 시뮬레이션 성능 평가에 쓰인 $fd = 80$ Hz(속도 100 km/h)에 대하여 수신 신호전력의 포락선 변동과 시변 스펙트럼 특성을 그림 3과 그림 4에 나타내었다. CEPT/GSM(Conférence Européenne des Postes et Télécommunications/Groupe Spécial Mobile)의 전형적인 도시환경을 나타낸 시변 채널 스펙트럼^[3]과 비교해 볼 때, 이 시변 스펙트럼 특성은 그림 2의 기저대역 모델이 적절 타당한 채널 모델임을 알 수 있다.

FSE 성능 평가를 위하여 전송 심볼에 대한 interpolation, 채널의 interpolation 그리고 interpolation에 사용될 임펄스 응답을 나타낸 전송 시스템 모델은 그림 5에 나타내었다.

V. 시변 페이딩 채널 모델에 대한 BER 성능 분석

80 Hz 페이딩 율(약 100 km/h)을 나타내는 열악한 시변 페이딩 채널에 대해 성능 평가를 시행하였으며 이 경우에도 TIA 표준안에서는 19 dB의

E_b/N_0 에서 3% 이하의 BER을 가져야만 만족할 만한 시스템으로 받아들이고 있다^[11]. FSE 성능 평가를 위해 위상오차를 0, $T/5$, $2T/5$ 의 세가지로 하여 성능을 평가하였다.

그림 6은 이 세가지 위상오차에 대하여 기존 T-spaced 등화기 및 FSE 방식에 적용하여 얻은 BER 결과이다. 예상했던 대로 T-spaced 방식에서는 위상오차에 대해 민감한 성능저하를 나타내고 있다. 위상오차가 없는 경우에도 TIA 표준안에 의한 성능과 비교하면 겨우 한계선을 지나고 있다고 볼 수 있다. 그러나 위상오차가 생김에 따라 $T/5$ 의 위상오차에서는 25 dB에 이르러서야 3% BER을 나타내었고 $2T/5$ 의 위상오차에서는 30 dB 이상에서도 3% 이하의 BER은 불가능하게 나타났다. 그러나 FSE 방식의 경우 19 dB 에서는 세가지 위상오차에 대해 거의 성능변화가 없게 나타났으며 해당 신호대 잡음비에서 T-spaced 등화기는 $10^{-2.0}$, FSE는 3% 이하 약 $10^{-2.25}$ 를 나타내었고 30 dB 에서는 $10^{-2.3}$ 의 BER을 나타내었다.

그림 7에는 T-spaced 등화기와 FSE에 Data-Recycling LMS를 적용한 경우의 비트오류율을 나타내었다. 이 경우 역시 T-spaced 등화기 방식에

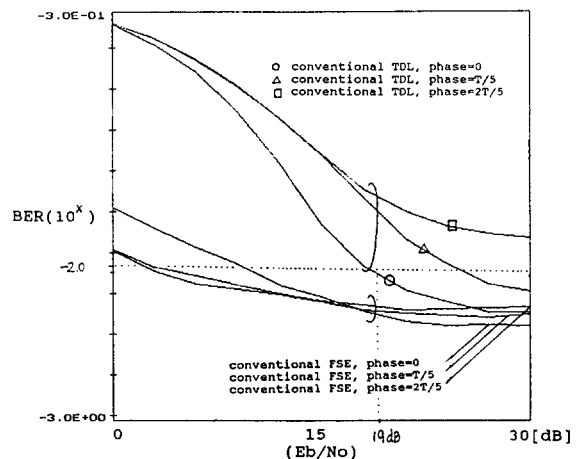


그림 6. T-spaced 등화기와 기존 FSE 방식의 BER 성능

Fig. 6. BER performance of conventional T-spaced and Fractionally spaced Equalizer.

VI. 결 론

차량의 이동에 따라 시간적으로 급변하는 주파수 선택성 페이딩을 나타내는 이동통신 무선 채널에 대해서 채널 특성을 빠르게 추적하여 ISI(Inter-symbol Interference)와 위상왜곡을 보상해 내는 Data-Recycling FSE 를 소개하고 그 BER 성능의 우수성을 보였다. $fd=80$ Hz의 시변 이동통신 페이딩 채널을 모델링하여 위상오차와 각 등화기 별로 성능 평가를 시행하였다.

기존 T-spaced 등화기는 위상오차에 민감하여 BER 성능변동이 컸으며 위상오차=0인 경우에도 19 dB의 E_b/N_0 에서 BER 3%를 겨우 나타낼 수 있었으나 Data-Recycling 기법을 적용한 T-spaced 등화기는 전자와 비교하여 비록 위상오차 민감도는 같았으나 BER 3% 기준에서 약 2 dB의 E_b/N_0 성능향상을 보였다. 한편, Data-Recycling FSE 는 기존 FSE의 위상오차 면역특성을 그대로 나타내었을 뿐 아니라 19 dB의 E_b/N_0 에 대해 1.5~2배 정도의 BER 성능을 개선할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] A. B. Crawford and W. C. Jakes, Jr, "Selective Fading of Microwaves," *B.S.T. J.*, vol. 31, no. 1, pp. 68-90, Jan. 1952.
- [2] W. C. Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw-Hill, 1989.
- [3] G. D. Aria, L. Stola, and V. Zingarelli, "Modelling and Simulation of the Propagation characteristics of The 90 MHz Narrowband-TDMA CEPT/GSM Mobile Radio", *IEEE VTC*, pp. 631-639, 1989.
- [4] S. U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization," *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [5] R. D. Gitlin and S. B. Weinstein, "Frac-

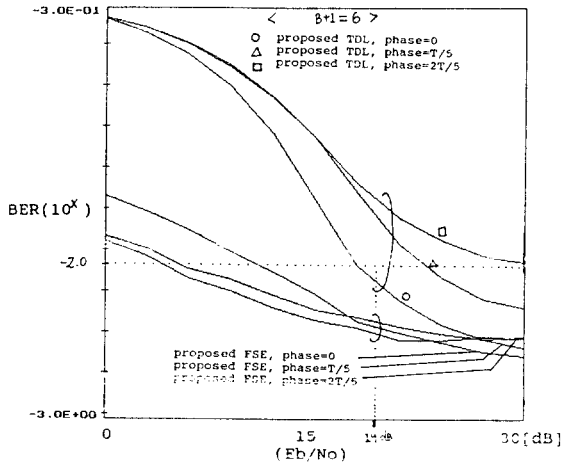


그림 7. Data-Recycling 기법을 사용한 등화기의 BER 성능

Fig. 7. BER performance of Data-Recycling Equalizer.

서는 위상오차에 대해 큰 성능 변화를 나타내었다. 그러나 위상오차가 없는 경우는 Data-Recycling LMS의 T-spaced 등화기 방식이 3% 이내의 TIA 기준에 합격한 경우로 볼 수 있으며, 시변 페이딩 채널에서 빠른 수렴속도로 인해 기존 T-spaced 등화기 보다 3% BER에서 2 dB 성능 향상을 보였다.

Data-Recycling FSE 는 세가지 위상오차에 대해 거의 성능변동을 보이지 않았으며, 신호대 잡음비 19 dB 에서 Data-Recycling 방식의 T-spaced 등화기 는 BER이 약 $10^{-2.3}$, Data-Recycling FSE 는 3% 이하인 약 $10^{-2.1}$ 를 나타내었고 30 dB 에서는 $10^{-2.1}$ 의 BER을 나타내었다. 결국, FSE의 경우에 대한 기존의 알고리즘과 제안한 방식의 성능을 비교해 보면 19 dB 의 신호대 잡음비에 대해 1.5~2배 정도의 BER 성능향상을 보임을 알 수 있으며 제안한 방식의 FSE에서는 역시 위상오차에 대한 면역성을 보여 BER 성능이 T-spaced 등화기 보다 월등히 향상되었다.

- tionally spaced equalization: An improved digital transversal equalizer," B.S.T. J., vol. 60, pp. 275-296, Feb. 1981.
- [6] F. Ling, "On the Convergence Speed of Fractionally-Spaced Equalizer Using Intersymbol Interpolation," *Proc. Int. Conf. Commun. Tech.*, Nanjing, China, Nov. 1987.
- [7] 김남용, "데이터 재활용 LMS 등화기의 수렴 성능 분석," *한국통신학회 논문집*, 제21권 제 8호, pp. 1905-1913, 1996.
- [8] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, 1985.
- [9] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
- [10] F. Ling and J. G. Proakis, "Adaptive Lattice Decision Feedback Equalizers - Their Performance and Application to Time variant Multipath Channels," *IEEE Transactions on Commun.* vol. COM-33, pp. 348-356. April 1985.
- [11] ELA/TIA INTERIM STANDARD IS-54. Cellular System Dual-Mode Mobile station - Base Station Compatibility Standard, Dec. 1989.

김 남 용



1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과
(공학사)

1988년 2월 : 연세대학교 전자공학과
(공학석사)

1991년 8월 : 연세대학교 전자공학과
(공학박사)

1992년 6월 ~ 현재 : 관동대학교 전자통신공학과 교수

[주관심 분야] 디지털 이동통신, 통신 신호처리, Adaptive Equalizers