

# 사전 왜곡기를 이용한 통신 채널의 보상에 관한 연구

## (A Study on the Compensation of Communication Channel Using Predistorter)

林承珏 \*

(Seung-Gag Lim)

### 요 약

본 논문은 사전 왜곡기를 이용한 통신 채널 특성의 보상에 관한 것으로서 고려되는 채널 특성으로는 채널에서 발생하는 부가 잡음과 위상 회전 및 주파수 선택성 페이딩이다. 사전 왜곡기는 통신 채널의 전기적 역 특성 계수를 송신측에서 계산하여 신호를 미리 왜곡시켜 변조후 전송하므로써 수신측에서는 채널에서 발생하는 장애 요인의 영향을 최소화시킬 수 있다. 이를 위해 사전 왜곡기는 적응 등화기의 알고리즘인 TEA(Tricepstrum Equalization Algorithm)을 적용하였으며 이때 수신측에서는 송신측으로 주기적으로 probing 신호를 전송하여야 한다. 이를 기본으로하여 송신측은 통신 채널의 역특성 계수를 얻을 수 있으며 이때 주기적으로 전송되어야하는 probing 신호의 1 주기동안 통신 채널의 특성 변화는 없는 것으로 가정한다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 사전 왜곡기의 성능은 적응 등화기와 같이 양호한 것으로 확인되었으며 이와같은 기법은 향후 이동 통신의 순방향 채널에서 사용할 수 있어 고속 전송을 가능케하는 유용성을 가진다.

### Abstract

This paper is related with the compensation of communication channel characteristics using predistorter, and the considered characteristic is the additive noise, phase rotation and frequency selective fading which occurred in communication channel. Predistorter can minimize the effect of obstacle element which occurred in channel at receiving side by transmitting the predistortion of signal after modulation, the coefficient of inverse electrical characterisic of communication channel is performed at transmitting side. For this purpose, the predistorter is designed by using Tricepstrum Equalization Algorithm which is adaptive equalizer algorithm, and the receiving side must transmit the probing signal to transmitting side. Using the probing signal, the transmitting side can obtain the inverse characteristic coefficient of communication channel, and this probing signal must be transmitted periodically. We assumed that the channel characteristics do not change during this one period. As a result of computer simulation, we confirmed that the performance of predistorter was fairly good as same as the adaptive equalizer, and this technique have a effectiveness that can be used in the forward channel of mobile communication in order to achieve high speed transmission.

\* 正會員, 天安工業大學 情報通信科

(Dept. of Information Chonan National Technical college & communication Engineering)

接受日字:1999年8月23日, 수정완료일:1999年11月4日

### I. 서 론

이동 통신과 같은 음성 서비스를 기본으로 하는 경우 역방향 채널과 순방향 채널로 분리하여 사용하게 된다. 순방향 채널은 기지국에서 이동 단말로 향하는

채널을 말하며 역방향 채널은 이동 단말에서 기지국으로 향하는 채널을 말하는데 이들 채널들을 분리하기 위하여 이날로그 통신 방식에서는 주파수 분할 듀플렉싱(FDD : Frequency Division Duplexing), 디지털 통신 방식에서는 시분할 듀플렉싱(TDD : Time Division Duplexing) 기법을 사용한다<sup>[1]</sup>.

이들 채널들은 주파수 분할의 경우 주파수가 상이한 다른 채널을 별도로 설정하여 사용하며 시분할의 경우 동일한 주파수의 사용 시간을 분할하여 송신 채널과 수신 채널을 구분하여 사용하게되는데 본 논문에서는 주파수 분할의 경우 송신 채널과 수신 채널간의 주파수 차이가 코히어런스 대역폭(Coherence Bandwidth) 내에 존재하여 송수신 채널의 전기적 특성 계수가 유사하거나 시분할의 경우를 송수신 채널의 전기적 특성 계수가 동일한 경우에 순방향 채널에서 주파수 특성을 미리 보상하므로써 고속 전송을 달성하기 위한 것이다. 일반적으로 적응 등화기(Adaptive Equalizer)는 수신측에서 채널의 역 주파수 특성을 자동으로 추적하여 채널의 특성을 보상하므로 고속 전송이 가능하지만<sup>[7]</sup> 순방향 채널에서는 이동 단말에 적응 등화기를 채용하여야 역방향 채널과 같은 고속의 대칭 서비스가 가능하게된다.

그러나 최근의 이동 단말기는 소형, 경량, 경제성, 저소비 전력화, 고속 전송의 기능을 추구하는 경향이므로 이와같은 관점에서 이동 단말기에서 적응 등화기의 채용은 많은 문제점에 직면하게 된다. 이를 해결할 수 있는 방법으로는 사전 왜곡기를 기지국에 준비하여 순방향 채널의 데이터는 이를 통해 사전 왜곡시켜 전송하므로써 이동 단말기에는 부가되는 시스템이 없이도 고속 전송이 가능하며 순방향 채널의 동기 이탈 방지와 부호 오류 특성을 크게 개선할 수 있게된다. 그러나 이를 위해서는 이동 단말기에서는 주기적으로 probing 신호를 기지국에 전송하여야하며 이를 기본으로 기지국에서는 사전 왜곡기의 설계 및 계수를 세팅할 수 있게 된다.

현재 사전 왜곡기는 위성 통신에서 비선형 증폭기의 사용에 의한 찌그러짐을 사전에 보상하기 위하여 사용되고 있는데<sup>[11],[12]</sup> 본 논문에서는 이동 통신에서의 사용을 목적으로하여 수신된 probing 신호에서 TEA 알고리즘을 이용한 사전 왜곡기를 설계한 후 이를 통해 순방향 채널의 데이터를 전송할 때 채널에서 발생하는 잡음등의 장애 요인의 효과와 주파수 선택성 페이딩 채널의

특성을 보상하여 이들의 영향을 최소화할 수 있음을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 이를 위해 2 장에서는 부가 잡음, 위상 회전 및 주파수 선택성 페이딩을 나타내는 채널 모델 및 사전 왜곡기와 적응 등화기 구조를 적용한 통신 시스템의 모델에 대하여 설명한 후 3 장에서는 순방향 채널에서의 사전 왜곡기의 성능을 보이는 컴퓨터 시뮬레이션의 결과를 제시하며 마지막으로 4 장에서는 결론을 내리겠다.

## II. 본 론

### 1. 통신 채널의 모델

다중 경로에 의한 페이딩 특성을 갖는 통신 채널의 컴퓨터 모델은 오래 전부터 연구되어져온 분야로서 통신 시스템의 설계, 변/복조 방식의 성능 분석 등에 널리 사용된다. 특히 이동 통신 시스템에서 고려되는 통신 채널 모델은 대역 제한(Band Limiting), 부가 잡음, 다중 경로(Multipath)에 의한 주파수 선택성 페이딩과 랜덤 FM 위상 변동등의 특성을 수학적으로 포함하여야한다<sup>[2],[3]</sup>. 통신 채널을 시뮬레이션하기 위한 모델로는 shaping filter를 이용하는 방법과 연속파 입력에 대한 페이딩 신호의 현상학적 모델을 시뮬레이션에 용이하도록 약간 변형시켜 사용하는 방법이 있다. shaping filter를 이용하는 방법은 페이딩 신호의 스펙트럼이 다음의 식 (2-1)과 같이 주어지고 평균이 0 인 복소 정규 분포(complex normal distribution)한다는 통계적 사실을 이용한 것으로 복소 포락선의 실수와 허수를 gaussian RNG(Random Number Generator)를 사용하며 이들이 서로 독립인 Gaussian process가 되도록 한 후 전달 특성이 상기 식과같은 shaping filter를 통과시켜 원하는 상관 관계를 갖도록 한다. 여기서 페이딩 신호  $s(t)$ 의 스펙트럼  $S(f)$ 는 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - (\frac{f}{f_D})^2}}, \quad f \leq f_D \quad (1)$$

여기서  $f_D$ 는 이동 단말기의 이동에 의해 발생하는 반송파의 주파수 천이량을 나타내는 도플러 주파수(Doppler Frequency)를 나타낸다. 그림 1은 통신 채널의 시뮬레이션을 위해 본 논문에서 사용한 모델을 나타낸 것이다. 여기에서는 기본적으로 리치안 페이딩(Rician Fading)이 발생하도록 송신점과 수신점을 잇는

직접파 성분과 지면 반사파 및 공간 회절파 성분을 나타내도록 구성하였다. 기본적으로 지연선 (Delay Line) 과 힐버트 변환기 (Hilbert Transformer), 승산기 (Multiplier) 와 가산기 (Adder)로 구성되어 있다. 그림에서 path 1은 3가지의 전파 성분 중에서 최소의 지연 시간을 갖는 직접파 성분을 나타내며 path 2는 지면 반사파, path 3은 공간 회절파 성분을 나타내며 이들의 지연 시간은 도착 시간의 확률적 분포를 고려하여 정해진 표본 수만큼 지연시키도록 구성하였다. 여기서 path 1을 제거하면 직접파 성분이 존재하지 않는 레일리 페이딩 (Rayleigh Fading)에도 적용이 가능한 장점이 있다.

지연선에서 발생하는 지연은 path 1의 직접파 성분을 0으로 설정한 후 이에 대한 상대적인 지연수만큼 데이터를 지연시켜 path 2와 path 3를 통과시키며 논문에서는 리시안 페이딩을 고려하여 평균 도착율 (AAR : Average Arriving Rate)을 k라고 할 때 지연 시간을 결정하는 지연수 N은 다음의 관계가 되도록 설정한다<sup>[4]</sup>.

$$\prod_{i=1}^N U_i \leq \exp(-k) \quad (2)$$

여기서 U는 0과 1 사이의 값을 갖는 균등 분포 랜덤 변수 (Uniform distributed random variable)를 나타낸다.

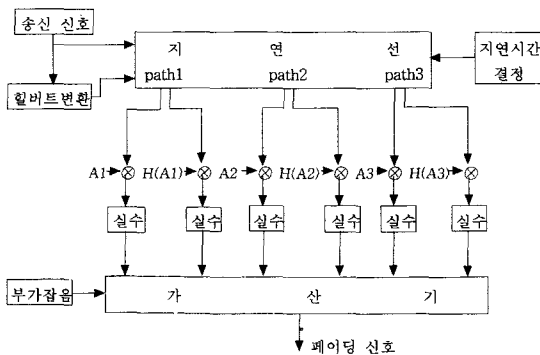


그림 1. 페이딩 채널의 시뮬레이션 모델  
Fig. 1. Simulation model of fading channel.

또한 그림에서 H(X)는 X 성분을 힐버트 변환시킨 것을 의미하며 A1, A2, A3 성분은 식 (2-1)의 shaping filter를 통과한 가우시안 성분을 나타낸다. 송신 신호를 inphase 성분과 quadrature 성분으로 분할한 후 inphase 성분은 원하는 지연 시간후에 A1, A2, A3 성분과 곱해지며 quadrature 성분은 원하는 지연 시간 후

에 A1, A2, A3 성분의 힐버트 변환치인 H(·) 가우시안 성분과 곱해진후 각 가지에서 실수 (real) 성분만을 추출한 후 복소 페이딩 신호를 얻을 수 있으며 추가되는 잡음 성분도 복소 성분이 더해지도록 구성되어 있다. 통신 채널의 특성을 나타내는 파라미터로는 페이딩 포락선의 분포 특성을 이용하며 통계적인 기법을 사용하여 1차 통계치와 2차 통계치가 있다<sup>[1],[2]</sup>. 1 차 통계치는 페이딩 포락선의 확률적 분포 특성을 나타내며 pdf(probability density function) 와 cdf(cumulative distribution function)가 있으며 2차 통계치로는 레벨 교차율 (LCR : Level Crossing Rate)과 평균 페이딩 지속 시간 (AFD : Average Fading Duration time)이 있다.

리시안 페이딩 채널에서 pdf는 가우시안 변수의 표준 편차를  $\sigma$  라면 특정 레벨 r을 교차하는 밀도 함수는

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (3)$$

이 되며 A는 페이딩 신호의 포락선을 나타낸다. 또한 LCR 은 단위 시간내에 페이딩 포락선이 특정 레벨을 +방향으로 교차하는 평균 횟수를 나타내며 식 (2-1)과 같은 신호에서 페이딩율 (fading rate)을 대신 사용하는 데 페이딩 신호의 스펙트럼 S(f)의 n차 moment을 이용하여 구할 수 있다. n차 moment는

$$b_n = (2\pi)^n \int_0^\infty S(f) f^n df \quad (4)$$

가 되므로 이를 이용하면 페이딩율 fm 은 다음과 같이 된다.

$$f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2b_2}{b_0}} \quad (5)$$

마지막으로 AFD는 LCR 과 유사하게 페이딩 포락선이 특정 레벨 이하로 떨어지는 시간의 평균치를 말하며

$$\bar{\tau} = \sqrt{\frac{\pi b_0}{b_2}} \frac{1}{A} [\exp(A^2) - 1] \quad (6)$$

이 된다<sup>[1]</sup>.

2. 적응 등화기와 사전 왜곡기를 이용한 통신 시스템의 모델

적응 등화기와 사전 왜곡기는 공통적으로 통신 채널에서 발생하는 여러 가지 전송 장애 요인을 경감하기

위하여 사용되지만 적응 등화기는 신호를 수신한 후 수신된 신호에서 이들 요인들을 제거함으로써 비트 오류율을 줄일 수 있는 사후 처리 기법인 반면 사전 왜곡기는 채널의 특성을 예측하여 사전에 왜곡시켜 전송하므로써 이들 요인의 영향을 최소화할 수 있는 사전 처리 기법에 해당한다. 특히 사전 왜곡기의 경우 FM 전송에서 잡음 특성을 고려하여 아날로그 음성 신호를 사전 강조 (Preemphasis) 시켜 전송한 후 수신측에서의 역조작을 수행하는 Deemphasis 기능과 유사하다. 그림 2는 이들을 채용한 통신 시스템의 모델을 나타낸 것이다.

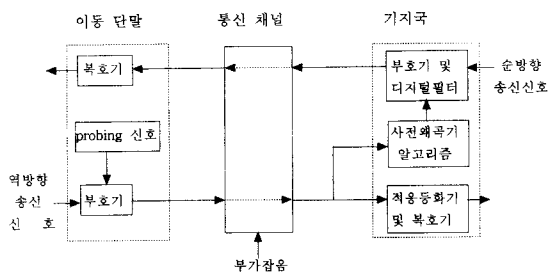


그림 2. 사전 왜곡기와 적응 등화기를 사용하는 기저대역 통신 모델

Fig. 2. Baseband communication model using predictor and adaptive equalizer.

그림에서 사전 왜곡기와 적응 등화기는 기저대에 설치되어있음을 알 수 있다. 기저대와 이동 단말과의 고속 서비스 제공을 위하여 적응 등화기만을 기저대와 이동 단말에 별도로 사용하여야 하지만 이런 경우 이동 단말의 소형, 경량, 저소비 전력화를 얻을 수 없게되므로 이를 해결할 수 있는 방안으로 사전 왜곡기와 적응 등화기를 기저대에 설치하면되며 기저대에서는 적응 등화기의 알고리즘을 사전 왜곡기에도 적용이 가능케되는 장점을 가진다.

3. 사전 왜곡기의 알고리즘

기저대에서는 역방향 채널을 통해 주기적으로 수신되는 probing 신호를 이용하여 고차 통계치 (HOS : High Order Statistic)를 계산한 후 이를 이용한 TEA 알고리즘을 이용하여 사전 왜곡기의 계수를 구하여 디지털 필터의 계수로 사용한다<sup>[8],[10]</sup>. 사용되는 고차 통계치로는 2차, 3차, 4차 통계치가 있지만 수신된 신호에서 진폭과 위상 정보를 동시에 포함하는 4차 통계치 (4차 상관 함수)와 2차 통계치를 이용하였다. 그림 3은 수신

된 probing 신호를 이용하여 고차 통계치를 구하는 과정을 나타낸 것이다.

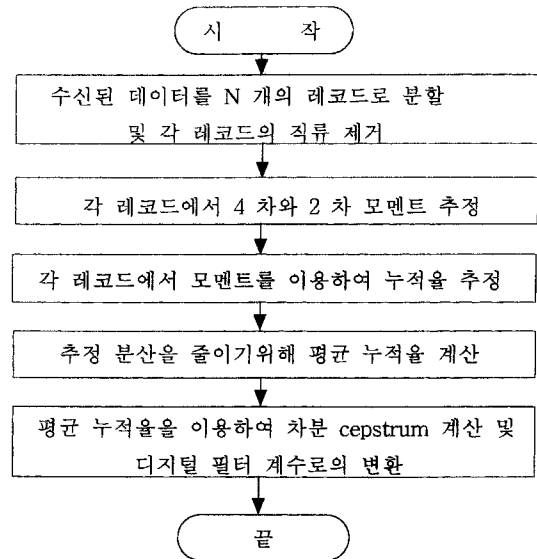


그림 3. 고차 통계치를 얻기위한 Flowchart

Fig. 3. Flowchart for calculating the high order statistics.

먼저 수신된 신호를 X라고 하자. 이를 M개의 표본을 갖도록 N개의 레코드 단위로 분할한다.

$$Y_j^{(i)} = X_{j+(i-1)M}, \quad i=1,2,\dots,N \text{ 과 } j=1,2,\dots,M \quad (7)$$

각 레코드에서 4 차 모멘트와 2 차 모멘트를 다음식을 이용하여 추정한다.

$$\widehat{M}^{(4)}(m, n, l) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M Y_j^{(i)} Y_{j+m}^{(i)} Y_{j+n}^{(i)} Y_{j+l}^{(i)} \quad (8)$$

$$\widehat{r}^{(2)}(n) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M Y_j^{(i)} Y_{j+n}^{(i)}$$

4차와 2차 모멘트를 이용하여 4차 누적을 다음식을 이용하여 추정하며 각 레코드에서 추정된 누적을 평균하므로써 추정 분산을 줄일 수가 있다.

$$\widehat{L}^{(4)}(m, n, l) = \widehat{M}^{(4)}(m, n, l) - \widehat{r}^{(2)}(m) \widehat{r}^{(2)}(l-n) - \widehat{r}^{(2)}(n) \widehat{r}^{(2)}(l-m) - \widehat{r}^{(2)}(l) \widehat{r}^{(2)}(n-m)$$

$$\widehat{L}(m, n, l) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \widehat{L}^{(4)}(m, n, l) \quad (9)$$

추정된 4차 누적율을 이용하여 다음과 같은 cepstrum 방정식에서 차분 cepstrum 계수 A 와 B를 구한다.

$$\sum_{l=1}^m (A^l [\widehat{L}_y(m-l, n, l) - \widehat{L}_y(m+l, n+l, l+D)] + \sum_{l=1}^m (B^l [\widehat{L}_y(m-j, n-j, l-D) - \widehat{L}_y(m+j, n, l)]) = -m \widehat{L}_y(m, n, l) \quad (10)$$

여기서 얻어지는 차분 cepstrum 계수 A, B를 이용하여 결정 케환형 디지털 역필터 계수  $\widehat{i}_o(i, k)$ ,  $\widehat{o}_o(i, k)$ ,  $\widehat{o}_{inv}(i, k)$ 를 얻는데  $k=0$ 인 초기치는 1로 설정한다.

$$\begin{aligned} \widehat{i}_o(i, k) &= -\frac{1}{k} \sum_{n=2}^{k+1} [A_{(i)}^{(n-1)} + [B_{(i)}^{(n-1)}]^*] \cdot \widehat{i}_o(i, k-n+1), \\ &k=1, 2, \dots, N_3 \\ \widehat{o}_o(i, k) &= -\frac{1}{k} \sum_{n=2}^{k+1} [B_{(i)}^{(n-1)}]^* \cdot \widehat{o}_o(i, k-n+1), \\ &k=1, 2, \dots, N_4 \\ \widehat{o}_{inv}(i, k) &= \frac{1}{k} \sum_{n=k+1}^0 [-B_{(i)}^{(n-1)}] \cdot \widehat{o}_{inv}(i, k-n+1), \\ &k=-1, -2, \dots, -N_2 \end{aligned} \quad (11)$$

$\widehat{i}_o(\cdot)$ 와  $\widehat{o}_o(\cdot)$ 는 최소 위상 계수를 나타내며  $\widehat{o}_{inv}(\cdot)$ 는 최대 위상 계수를 각각 나타낸다<sup>[10]</sup>.

### III. 컴퓨터 시뮬레이션

사전 왜곡기를 이용한 통신 채널의 특성을 사전에 보상하므로써 이의 영향을 최소화시킬 수 있는 방법을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 이를 위해서는 그림 1의 페이딩 채널 모델을 설계한 후 그림 2의 환경을 가정하여 probing 신호를 얻은 후 이를 기본으로 그림 3의 고차 통계치를 얻은 후 차분 cepstrum 계수를 얻은 후 지지국의 순방향 사전 왜곡기의 계수로 변환하는 과정이 필요하다.

먼저 그림 1의 채널 모델에서 path 1은 직접파 성분을 나타내므로 직접 가우시안 잡음을 발생하여 A1으로 사용하였으며 path 2는 지면 반사와 성분으로 path 3은 공간 회절과 성분을 나타내므로 가우시안 잡음을 발생시킨 후 차단 주파수가 기저 대역에서 정규화 주파수가 0.2, 0.45인 저역 통과 필터를 통과시켜 A2, A3로 사용하였다.

통신 채널 모델의 정확성을 보이기 위해 1에서 설명

한 특성 파라미터중에서 확률 밀도 함수, 레벨 교차율과 평균 페이딩 지속 시간을 이론치와 비교하였다. 그림 4는 수신 신호 포락선의 확률 밀도 함수를 나타낸 것으로 직접파 성분과 다른 성분들이 더해져서 수신되므로 확률 밀도 함수가 직접파 성분의 평균치만큼 증대되어 레일리 분포에서 리시안 분포 형태로 변화됨을 알 수 있으며 그림 5와 6은 레벨 교차율과 평균 페이딩 지속 시간 분포를 나타낸 것으로서 x축은 실효치에 대한 신호의 상대 레벨을 나타낸 것이다. 레벨 교차율과 평균 페이딩 지속 시간은 레벨이 0dB 이상에서는 이론치와 근사해짐을 알 수 있으며 0dB 이하에서는 이론치와 차이가 있음을 알 수 있다.

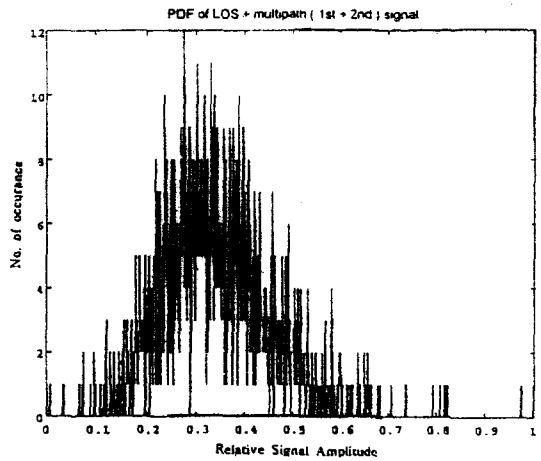


그림 4. 확률 밀도 함수  
Fig. 4. Probability density function.

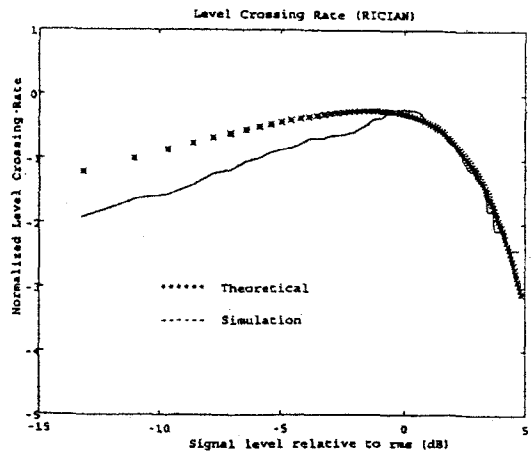


그림 5. 레벨 교차율  
Fig. 5. Level crossing rate.

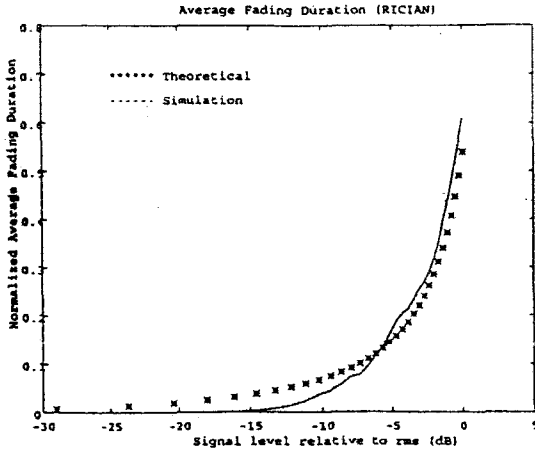


그림 6. 평균 페이딩 지속 시간  
Fig. 6. Average fading duration time.

이와 같은 페이딩 채널을 통하여 probing 신호뿐만 아니라 전송되는 신호는 16-QAM 신호를 이용하였고 채널에서의 신호대 잡음비는 30dB로 설정하였다. 특히 리시안 채널에서는 직접파 성분의 전력과 간접파 성분의 전력의 비로서 정의되는 k 파라미터는 20dB로 설정하였다. 그림 7은 probing 신호로서 사용된 16-QAM 신호를 나타낸 것이며 그림 8은 이때 수신되는 신호를 나타낸 것으로서 진폭과 위상이 불규칙하게 변동됨을 알 수 있다. 그림 9는 페이딩 채널의 진폭 전달 함수와 주파수 전달 함수를 각각 나타낸 것으로서 진폭의 경우 정규화 주파수 0.25에서 깊은 페이딩이 발생함을 알 수 있으며 위상의 경우 정규화 주파수 0.25 정도까지가 비선형 특성을 알 수 있다.

이를 이용하여 사전 왜곡기를 설계하게되는데 반복 횟수  $i$ 에서 4차 누적률의 추정은 수신된 데이터  $\{Y(1) Y(2), \dots, Y(i+j)\}$ ,  $j=4$ 의 윈도우를 적용하였으며 초기의 누적을 추정하기 위해서는 입력에서 지연이 필요하게되는데  $ILAG = 16$ 으로 정하였다. 기타 4차 누적을 추정하기 위한  $m, n, l$ 은 3, 최소 위상과 최대 위상 차분 cepstrum 계수의 차수를 나타내는  $p, q$ 는 6, 사전 왜곡기의 최소 위상 필터와 최대 위상 필터 계수의 차수를 나타내는  $N3, N4$ 의 값은 16으로 정하였다.

수신된 probing 신호를 이용하여 사전 왜곡기를 식 (7)부터 식 (11)까지 적용하여 설계한다. 그림 10은 그림 9를 이용하여 설계된 사전 왜곡기의 진폭 전달 함수와 위상 전달 함수를 나타낸 것이며 그림 11은 사전 왜곡기가 그림 9의 페이딩 채널에 사용될때의 종합 전달 함수를 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 사전

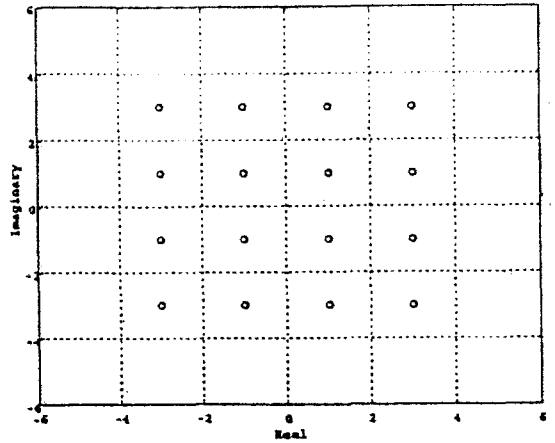


그림 7. probing 신호  
Fig. 7. probing signal.

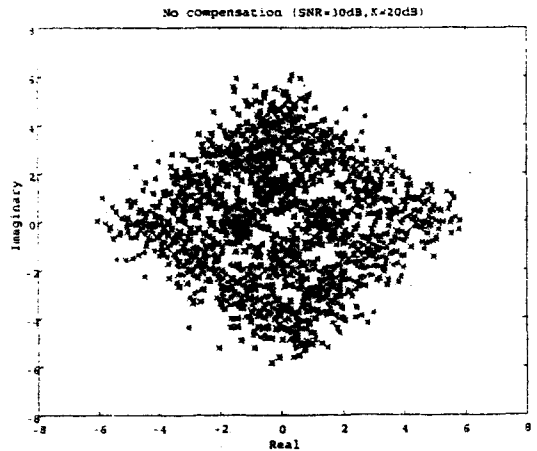
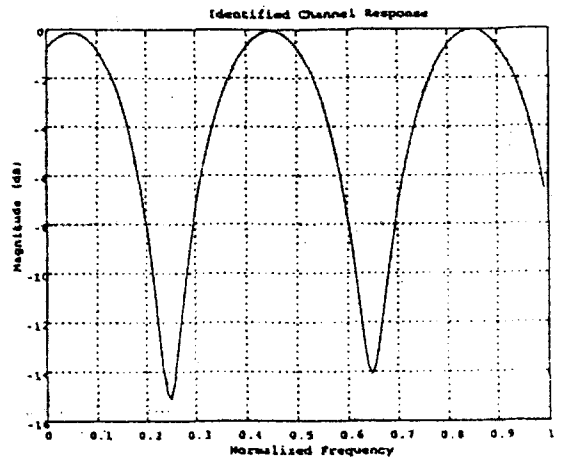
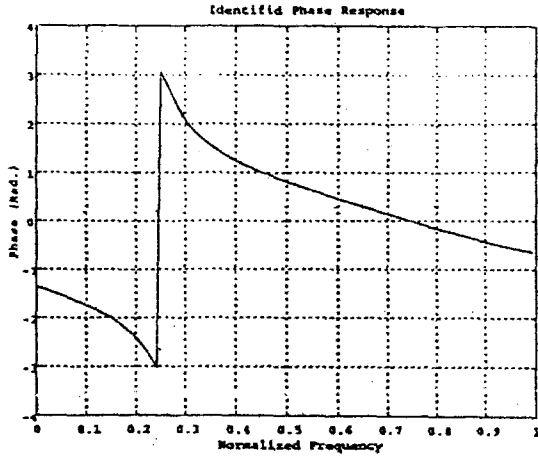


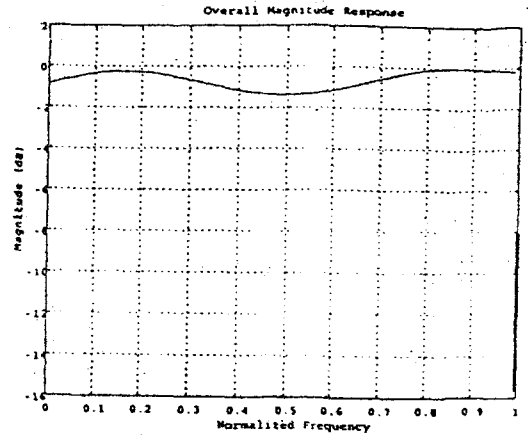
그림 8. 수신 probing 신호  
Fig. 8. Received probing signal.



(a) 진폭 전달 함수



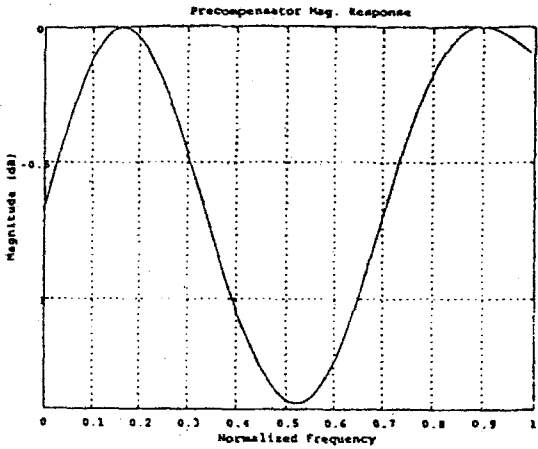
(b) 위상 전달 함수



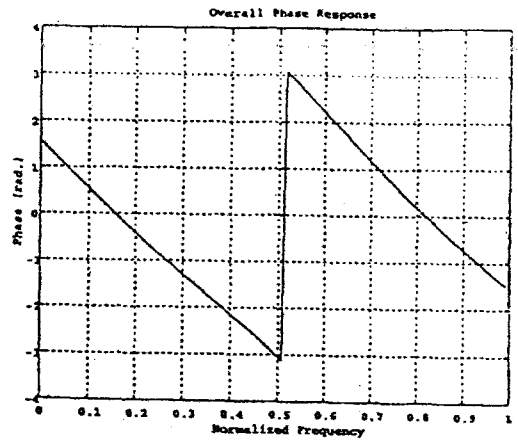
(a) 진폭 전달 함수

그림 9. 페이딩 채널의 전달 함수

Fig. 9. Transfer function of fading channel.



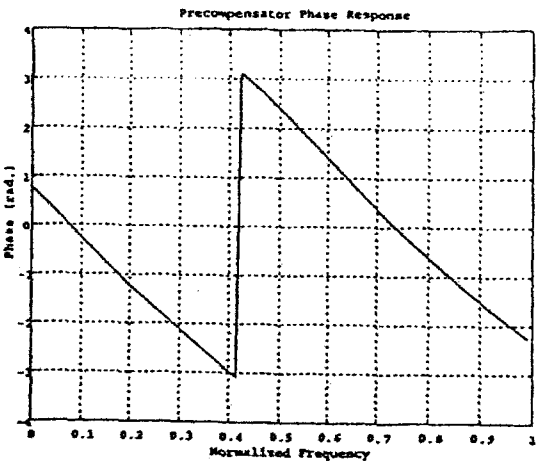
(a) 진폭 전달 함수



(b) 위상 전달 함수

그림 11. 종합 전달 함수(사전 왜곡기와 페이딩 채널)

Fig. 11. Overall transfer function (Predistorter and fading channel).



(b) 위상 전달 함수

그림 10. 사전 왜곡기의 전달 함수

Fig. 10. Transfer function of predistorter.

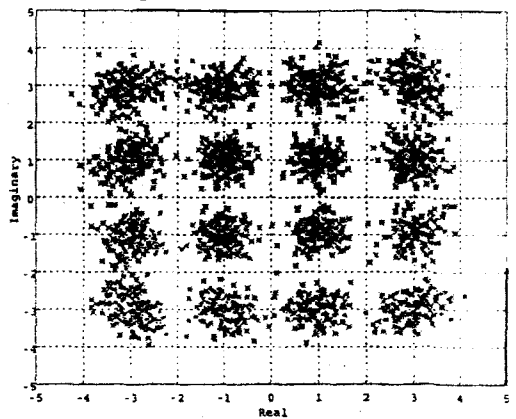


그림 12. 순방향 채널의 이동 단말에 수신되는 신호 성상도

Fig. 12. Received signal constellation of moving terminal in the forward channel.

왜곡기를 사용하므로서 진폭 전달 함수의 경우 매우 평탄한 특성을 얻을 수 있으며 위상 전달 함수의 경우 정규화 주파수가 0.52까지 선형으로 변화되는 양호한 특성을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 마지막으로 그림 12는 사전 왜곡기를 이용할 때 순방향 채널을 통해 이동 단말에 수신될 신호의 성상도(constellation)를 나타낸 것으로 그림 8의 수신 probing 신호에 비하여 매우 양호한 수신 형태가 됨을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문은 사전 왜곡기를 이용한 통신 채널의 특성을 개선에 관한 것이다. 이를 위해서는 기본적으로 수신측에서 일정한 주기마다 probing 신호를 송신측으로 전송해주므로서 송신측에서 사전 왜곡기를 설계할 수 있으며 일정한 주기동안에는 통신 채널의 특성이 변하지 않는다는 가정하에서 이루어진 것이다. 이를 입증하기 위하여 수신된 probing 신호에서 통신 채널의 진폭과 위상 전달 함수를 추정한 후 이의 역특성을 갖도록 TEA 알고리즘을 이용하여 사전 왜곡기를 설계하였다. 이를 위하여 채널에서 신호대 잡음비를 30dB, k 파라미터를 10dB로 설정하였으며 채널 모델을 통하여 송신 신호를 사전 왜곡시켜 전송하므로서 수신측에는 장애 요인들의 영향이 제거되어 개선된 신호 성상도를 얻을 수 있었다. 또한 사전 왜곡기와 페이딩 채널의 전달 함수를 고려한 종합 전달 함수에서도 거의 평탄한 주파수 전달 특성을 얻을 수 있었으며 특히 위상 전달 함수의 경우 정규화 주파수 0.5 까지 선형 변화함을 알 수 있었다.

이와 같은 연구는 이동 단말과 같은 소형, 경량, 저전력화를 꾀하는 통신 단말에서 채널의 영향을 줄여 고속 전송과 비트 오류 개선을 위한 부가적인 기법으로서 널리 사용될 수 있는 유용성을 가진다.

#### 참 고 문 헌

[1] W. C. Jakes, "Microwave mobile communication", New York : Wiley, 1974.

- [2] G. A. Arredondo, W. H. Chriss, "A multipath fading simulator for mobile radio", IEEE Trans. on V.T., Vol.VT-22, No.4, pp.241~244, Nov. 1973.
- [3] E. L. Caples et. al, "A UHF channel simulator for digital mobile radio", IEEE Trans. on V.T., Vol.VT-29, No.2, pp.281~289, May 1980.
- [4] 임승각, 김윤석, "다중 경로 페이딩 채널의 시뮬레이션 모델", 정보처리학회 논문지, 제 2 권 제 3 호, 5 월 1995
- [5] 임승각, 진용욱, "다중 경로 페이딩 채널의 디지털 필터 모델링에 관한 연구", 한국통신학회 논문지, 제 20 권 제 10 호, 10 월 1995
- [6] Y. Sato, "A Method of self-recovering equalization for Multilevel Amplitude Modulation Systems", IEEE Trans. on COM., Vol.COM-23, pp.679~682, June 1975
- [7] 오길남, 진용욱, "CMA를 변형한 자기 적응 채널 동화 알고리즘", 한국통신학회 논문지, 제 20 권 제 1 호, pp.88~97, 1995
- [8] C. L. Nikias, "ARMA Bispectrum approach to nonminimum phase system identification", IEEE Trans. on A.S.S.P., Vol.36, No.4, pp.513~524, April 1988.
- [9] S. Haykin, Adaptive Filter Theory : Third Edition, Prentice Hall, 1996
- [10] D. Hatzinakos, C. L. Nikias, "Blind Equalization using a tricepstrum-based algorithm", IEEE Trans. on COM., Vol.39, No.5, pp.669~681, May 1991.
- [11] A. A. M. Saleh, Salem, "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems", B.S.T.J., Vol.62, No.4, pp.1019~1033, Apr. 1983.
- [12] G. Karam, H. Sari, "A data predistortion technique with memory for QAM radio systems", IEEE Trans. on Com., Vol.39, No.2, pp.336~343, Feb. 1991



## 저 자 소 개



林承珩(正會員)

1983. 8 숭실대학교 전자공학과(공학사). 1985. 8 경희대학교 대학원 전자공학과(공학 석사). 1997. 2 경희대학교 대학원 전자공학과(공학 박사). 1985. 9~1988. 8 한국전자통신연구소. 1988. 10~1993. 2 삼성전자 정보통신연구소. 1997. 3~현재 국립천안공업대학 정보통신과