

## 디지털 전송을 위한 페이딩 채널의 필터 모델링에 관한 연구

### A Study on the Filter Modeling of Fading Channel for Digital Transmission

임 승 각\*, 김 노 환\*\*

#### 요 약

원거리 지점간의 정보 전송을 위한 통신 시스템은 반도체 기술과 컴퓨터 기술의 발전으로 아날로그에서 디지털 방식으로 변환되어 기존의 음성에서 데이터, 동 영상등 비음성급 데이터의 고속 전송이 가능하게 되었다. 디지털 방식으로 변환되므로써 잡음의 영향, 저가격화를 이룰 수 있는 반면 전송 대역폭이 넓어지는 문제점이 있다. 특히 무선 전송의 경우 전송 과정에서 발생하는 페이딩은 전송 대역폭에 비례하므로 고속, 광대역의 통신 시스템에서는 이의 영향이 커지므로 새로운 대책이 필요하다. 디지털 통신 시스템을 설계하는 경우 송신 전력, 변/복조 방식, 전송 속도, 비트 오류 특성을 결정하기 위해서는 전송 과정에서 발생하는 현상등을 반드시 고려하여야 하는데 본 논문은 채널에서 일어나는 페이딩 영향을 컴퓨터 모델로 표현하기 위한 채널 시뮬레이터의 구성과 송신 신호와 수신 신호를 이용하여 무선 채널의 필터 모델링에 관한 것으로 모델링된 필터 특성의 역수를 취하므로써 채널에서 발생하는 찌그러짐과 부호간 간섭 현상을 감소하여 설계하고자하는 통신 시스템의 성능을 개선할 수 있다.

#### ABSTRACT

Recently, it is possible to high speed transmission of the non-voiced data, including voice, data, moving image instead of voice only in the past by changing the communication method to digital form from analog owing to the development of semiconductor and computer technology which for information transmission of the remote point. By doing so, we can get the improvement of the noise effect and low cost but the loss of transmission bandwidth. It is necessary to take some method in order to reducing the fading which is propotional to transmission bandwidth during the transmission of radio communication channel, especially.

When we design the digital communication system, we must considered to the fading

---

\* 상지대학병설전문대학 사무자동화과

\*\* 동우전문대학 사무자동화과

effect in order to determination of the transmitting power, modulation /demodulation method, transmission speed, bit error rate. This paper mainly concerns to the method to the channel simulator which describes the fading effect during the transmission by computer model and digital filter modeling of the radio fading channel by unusing the transmitting and received signal.

By taking the inverse of the characteristic of the modeled filter, it is possible to improvement of the communication system by reducing the distortion and inter-symbol interference which occurs in the channel.

## 1. 서 론

최근 무선 전파를 사용하는 통신 서비스의 증가로 인하여 디지털 무선 전송에 관한 연구가 널리 수행되고 있다. 무선 전송을 이용하는 무선 호출의 경우 인접하는 기지국에서 각기 다른 전송로를 통하여 전송되어오는 복수개의 전파가 단말기에 수신되면서 나타나는 Simulcasting 현상과 차량 전화의 경우 수신측에서 복수개의 경로를 통한 전파들이 불규칙적으로 합성되어 수신 음질이 순단되는 현상등 무선 전송 매체를 사용하는 경우의 제반 현상은 다양한 형태로 나타나며 그 영향은 디지털 전송의 경우에는 아날로그 전송의 경우보다 더욱 심각하다. 무선 전파를 이용하여 디지털 신호를 전송하는 경우 재생, 중계하는 관점에서는 잡음에 대한 Roburstness 등에서는 유리하지만 송/수신국간의 동기 유지와 다중 경로에 의한 페이딩 현상등으로 인하여 서비스의 품질을 열화시키는 원인이 된다.

이와 같은 문제점에 대하여 디지털 동기를 정확하게 유지하기 위한 연구도 진행중이며 이와는 별도로 무선 전송 매체의 영향을 최소화하기 위한 연구도 진행중이다. 적응 등화기(Adaptive Equalizer)는 후자의 대표적인 경우이며 수신측에서 채널의 전기적 특성을 보상하므로써 수신된 디지털 신호에서 채널에 의한 찌그러짐(Distortion)과 비선형 효과(Nonlinear Effect) 등을 효과적으로 감소시켜 뒷단에서 수

행하는 디지털 신호의 검출에 최소의 오류를 얻도록한다. 수십 GHz의 높은 주파수를 사용하는 무선 전송의 경우에는 채널에서 일어나는 찌그러짐 현상과 송신기의 TWT(Travelling Wave Tube)에서 발생하는 비선형 효과로 나누어 생각할 수 있는데 여기서는 전자의 경우에 대하여 국한하겠다.

무선 전송의 경우 채널에서 발생하는 찌그러짐의 원인은 채널의 저역 통과 필터 특성과 부가되는 잡음 등 여러가지를 들 수 있으나 이들 보다 더욱 중요한 것은 직접파 성분과 기타 지면이나 회절, 산란 등에 의한 복수개의 다중파 성분이 수신측에서 합성되어 수신되는 다중 경로 페이딩에 의하여 발생한다. 직접파 성분은 가장 적은 지연 시간과 짧은 전파 경로를 갖는 반면 다중파 성분은 직접파 성분에 비하여 상대적으로 긴 지연 시간과 긴 전파 경로를 갖게 되므로 이들이 수신될 때는 수신 신호의 진폭뿐만 아니라 위상까지도 불규칙적으로 변화시키는 페이딩 현상을 동반하게 된다. 현재 페이딩 현상을 완전히 억압할 수는 없지만 수신측에서 Diversity 방법과 적응 등화기를 사용하여 그 영향을 경감하고 있으나 이와 같은 방법들은 음성 전송의 경우에 사용 가능하며 통신 서비스의 고도화에 수반되어 고속의 데이터 서비스를 제공하기 위해서는 새로운 대책의 수립이 필요하게 된다.

무선 전송에서 발생하는 페이딩의 통계적 특성으로는 직접파 성분이 존재하는 경우와 직접파 성분이 존재하지 않는 경우 진폭과 위상의

확률적 분포 특성이 상이하게 된다. 즉 직접파 성분과 다중파 성분이 공존하는 경우 진폭은 Rayleigh 분포, 위상은 Uniform 분포하는 반면 직접파 성분이 존재하지 않고 다중파 성분만이 존재하는 경우 진폭은 Rician 분포, 위상은 Uniform 분포한다. G.A.Arredondo, K.Feher 등은 직접파 성분이 존재하지 않는 이동 통신 환경에서 사용 가능한 모델을 제안하여 레벨 교차율과 페이딩 지속 시간, 확률 밀도 함수 등의 성능을 이론치와 비교하였으며 M.A.Blanco는 직접파가 존재하는 고정 통신의 경우 비트 오류(BER : Bit Error Rate)의 분포를 다이버시티 방식의 사용 여부에 따라 제시하였다. 본 논문에서는 이와같은 통계적 특성을 만족하는 무선 전송 매체의 모델에 관하여 직접파가 존재하는 경우와 직접파가 존재하지 않는 경우에 상기의 성능 분석 파라미터를 사용하여 전송 매체의 모델에 대한 적합성을 제시하겠다. 2장에서는 전송 매체의 수학적 모델과 그 통계적 특성에 대하여 설명한 후 3장에서는 이를 컴퓨터로 나타내기 위한 구성도와 시뮬레이션 결과를 제시한 후 4장에서는 결론을 내리겠다.

## 2. 본 론

송신국에서 출력  $P(w)$ 로 송신한 신호는 거리  $d(m)$  만큼 떨어진 수신점에 복수개의 경로를 통하여 수신된다. 마이크로웨이브대의 주파수를 사용하는 무선 전송에서는 전파의 빛과 같은 성질을 주로 이용하므로 가시 거리내(Line of Sight)에서 직접 전파되어 수신되는 직접파 성분, 지표면에 반사되어 수신되는 지면 반사파 성분과 대기중에서 회절 또는 산란에 의하여 수신되는 산란파 성분으로 나누어 생각할 수 있다. 이들 각 성분들은 각기 다른 감쇠 정수와 전파 경로를 갖고 수신되므로 수신측에서는 이들이 불규칙적으로 합성되어 수신 신호의 레벨

변동의 주된 원인이 되며 각 성분들은 식 (1)과 같이 감쇠되어 수신될 것이다.

$$L = 10 \log_{10} \left( \frac{4d}{\lambda} \right)^2 \quad (1)$$

여기서  $d$ 는 송신국과 수신국간의 거리를 나타내며  $\lambda$ 는 사용 주파수의 파장을 나타낸다. 수신측에서는 다중 경로에 의한 페이딩 현상과 식 (1)에 의한 전송 손실이 고려된 신호를 얻게 되는데 여기서는 식 (1)에 의한 손실을 고려하지 않고 페이딩 현상만을 주로 다루겠다. 송신측에서 송신하는 신호를 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$e_0 = E_0 \exp(j\omega t) \quad (2)$$

여기서 송신 신호는 직접 경로와 다중 반사 경로를 통하여 수신되므로 각각의 다중 경로를  $r_i$ ,  $i$  번째 경로를 통하여 전파되는 지연 시간을  $\tau_i$  라고 할때 위상 변화는 다음과 같이 된다.

$$\beta r_i = \left( \frac{\omega}{v_p} \right) r_i = \omega \tau_i \quad (3)$$

또한 지연된 신호  $i$ 는 입사각  $\theta_i$ 로 안테나에 수신되므로 이때 발생하는 도플러 주파수  $\omega_i = \beta v \cos \theta_i$ 가 되므로 수신되는 신호 성분은 경로 손실을 고려하지 않으면 다음과 같이 된다.

$$e = E_0 \sum_{i=1}^n \exp[j(\omega t + \omega_i t - \omega \tau_i)] \quad (4)$$

수신 신호에서 실수부만 취하면

$$s = \text{Re}(e) = X \cos \omega t - Y \sin \omega t \quad (5)$$

가 된다. 여기서  $X$ 와  $Y$ 는 입력 신호의 Inphase, Quadrature 성분을 말하며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} X &= E_0 \sum_{i=1}^n a_i \cos(\omega_i t - \omega \tau_i) \\ Y &= E_0 \sum_{i=1}^n a_i \sin(\omega_i t - \omega \tau_i) \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 다중 경로의 수  $n$ 이 클수록 Central Limit Theorem에 의하여  $X$ 와  $Y$ 는 협대역 Gaussian Process로 분포하게 되며 이를 포락선과 위상의 복소 함수로 표시할 때 이의 통계적 특성으로 포락선은 Rayleigh 분포를 하며 위상은 Uniform 분포하게 된다.<sup>(5)</sup>

직접과 성분과 다중 경로와 성분이 존재하는 경우 직접과 성분은 채널에서 포락선이 Log Normal 분포를 하며 다중 경로와 성분은 상기의 Rayleigh 분포를 하게 된다. 직접과 성분을 나타내기 위하여는 포락선이 Log Normal 분포하므로 0과 1 사이에서 Uniform 분포하는 Process를 식 (7), (8)과 같은 비선형 변환을 통하여 발생시킨다.

$$x_p = \sqrt{-2 \ln \mu} \cos 2\pi v \quad (7)$$

여기서  $v, \mu$ 는 UNIFORM 분포하는 값을 말하며 이를 원하는 평균과 분산을 갖기 위해서는 다음의 변환 과정이 필요로 하게 된다.

$$\begin{aligned} x &= \sqrt{d_0} x_p + m \\ A &= \exp(x) \end{aligned} \quad (8)$$

직접과 성분과 다중 경로 성분이 동시에 존재하는 경우에는 식 (7)에 의하여 발생하는 직접과 성분이 식 (4), (5)에 고려되어야 한다. 이때 수신되는 신호는 식 (9)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} e &= E_0 \sum_{i=1}^n \exp[j(\omega t + \omega_i t - \omega \tau_i)] \\ &+ A \exp [j\omega t] \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 실수부만 취하면

$$\begin{aligned} s &= \text{Re}(e) \\ &= (A + X) \cos \omega t - Y \sin \omega t \end{aligned} \quad (10)$$

가 된다.

## 2.1 페이딩 채널의 특성 파라미터

수신 신호는 일종의 Random Process로 고려할 수 있으며 채널의 특성 해석을 위해서는 통계적인 기법이 필요하게 되는데 페이딩 채널에서 고려되는 기법으로는 First Order와 Second Order Statistics가 있다. First Order의 경우 Process의 확률 밀도 함수(PDF: Probability Density Function)과 누적 분포 함수(CDF: Cumulative Distribution Function)가 있으며 Second Order의 경우에는 레벨 교차율(LCR: Level Crossing Rate)와 평균 페이딩 시간(AFD: Average Fading Duration) 등이 있다.<sup>(13)</sup>

### 2.1.1 First Order Statistics

수신 신호의 포락선 변동을 확률적으로 나타내는 기법으로써 특정 레벨의 점유를 확률적으로 나타내는 PDF와 PDF의 누적함수로 표현되는 CDF의 2 가지가 있다. 다중 경로만이 존재하는 경우 수신 신호의 분포를 식 (5)에 나타내었으며 이를 복소 함수로 표현하면 식 (10)과 같이 되며 직접과 성분과 다중 경로 성분이 동시에 존재하는 경우 수신 신호의 분포를 식 (11)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} e &= R \exp[j(\omega t + \theta)], \\ R &= \sqrt{X^2 + Y^2} \text{ and } \theta = \tan^{-1}\left(\frac{Y}{X}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} e &= R \exp[j(\omega t + \theta)], \\ R &= \sqrt{(A + X)^2 + Y^2} \text{ and } \theta \\ &= \tan^{-1}\left(\frac{Y}{A + X}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

수신 신호를 포락선, 주파수, 위상으로 나누어 볼때 신호의 포락선을 나타내는  $R$ 의 통계적 분포는 (11)의 경우 Rayleigh, (12)의 경우

Rician 분포를 하며 신호의 위상 변화를 나타내는  $\theta$ 는  $[0, 2\pi]$  범위내에서 Uniform 분포하게 되며 다음과 같이 된다. Rayleigh의 경우 확률 밀도 함수는

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r}{2\sigma^2}\right) \quad (13)$$

가 되며 Rician의 경우

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (14)$$

와 같이 된다. 여기서  $\sigma$ 는 신호의 표준 편차를 말하며  $I_0$ 는 0 차 수정 베셀 함수를 말한다.

### 2.1.2 SECOND ORDER STATISTICS

#### (1) 레벨 교차율

(LCR : Level Crossing Rate)

레벨 교차율은 단위 시간 내에 페이딩 포락선이 특정 레벨을 정의 방향으로 교차하는 평균 횟수를 말한다. 페이딩 신호의 스펙트럼을  $S(f)$  라고할 때 무지향성 안테나를 사용하여 신호를 수신할 때 다음과 같이 된다.<sup>[3]</sup>

$$S(f) = \begin{cases} \frac{E^2}{2\pi f_i} \left[1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2\right]^{-0.5}, & f \leq f_d \\ 0, & f > f_d \end{cases} \quad (15)$$

식 (15)에서  $f_d$ 는 도플러 주파수(페이딩율)를 말하며  $S(f)$ 의 적분을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$b_n = (2\pi)^n \int_0^\infty S(f) f^n df \quad (16)$$

식 (13), (15), (16)에서 특정 레벨을 교차하는 레벨 교차율은

$$N_R = \sqrt{\frac{b_2}{\pi b_0}} \rho \exp^{-\rho^2}$$

가 된다. 여기서  $\rho$ 는 실효치 레벨과 비교 레벨과의 상대비를 나타낸다. 식 (15), (16)를 이

용하면 도플러 주파수는 다음과 같이 된다.

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2b_2}{b_0}} \quad (17)$$

#### (2) 평균 페이딩 지속 시간

(AFD : Average Fade Duration)

평균 페이딩 지속 시간은 LCR과 유사한 개념으로 페이딩 포락선이 특정 레벨이하로 떨어지는 시간의 평균치를 말하며  $\tau_i$ 를  $i$  번째 페이딩의 시간이라고하면 전체 관찰 구간  $T$ 초 동안  $r < R$ (특정 레벨)이 되는 총시간의 확률은

$$\begin{aligned} P(r < R) &= \frac{1}{T} \sum \tau_i \\ &= \int_0^R P(r) dr \\ &= 1 - \exp(-\rho^2) \end{aligned} \quad (18)$$

가 되므로 평균 페이딩 지속 시간은 다음과 같이 된다.

$$\bar{\tau} = \frac{1}{TN_R} \sum \tau_i = \frac{1}{N_R} P(r < R) \quad (19)$$

식 (18), (19)을 조합하면 AFD는 다음과 같이 된다.

$$\bar{\tau} = \sqrt{\frac{\pi b_0}{b_2}} \frac{1}{R} \exp(R^2) - 1 \quad (20)$$

### 2.2 페이딩 채널의 모델링

페이딩 채널의 필터 모델링은 채널이 갖는 임펄스 응답을 구하기 위한 과정을 말하며 시스템 식별이라고 한다. 채널의 임펄스 응답은 이론적으로 펄스의 폭이 좁은 임펄스 신호를 발생하여 송신측에서 송신하고 수신측에서 이를 수신하므로써 얻을 수 있지만 이와같은 신호를 발생하기는 매우 어려우므로 상호 약정된 형태의 데이터를 송/수신한 후 이들 신호를 분석하므로써 특성을 얻는 방법이 널리 사용되고 있으며 이를 위

하여 사용되는 방법에는 Non-Parametric 방법과 Parametric 방법이 있다. 이들 방법은 시스템의 특성을 나타내기 위한 Parameter의 유무에 의하여 나누어지며 Non-Parametric 방법은 주파수 영역에서 중첩의 정리에 의하여 송신 신호와 수신 신호의 스펙트럼에 의하여 시스템의 특성을 알 수 있으며 이를 나타내기 위한 Parameter가 없으며 Correlation Analysis와 Spectral Analysis 방법이 있고, Parametric 방법은 시스템의 특성을 나타내는 디지털 필터의 계수와 같은 Parameter가 있으며 ARX, AR, ARMAX, Box-Jenkinson 등의 방법이 있다.<sup>[1][2]</sup> 시스템의 특성을 알기 위해서는 입력 신호와 출력 신호를 알아야 하는데 본 논문에서는 송신 신호와 수신 신호를 이용하였으며 수신 신호의 경우 2.1의 페이딩 채널 시뮬레이터의 출력 신호를 이용하였다. 그림 1은 채널 추정기를 사용하는 통신 시스템을 나타낸 것으로 송신의 경우 채널의 특성을 보상하여 전송하는 채널 추정기가 사용되고 있으며 수신 경우에는 기존의 적응 등화기가 사용된다.

페이딩 채널에 입력되는 입력 신호와 출력

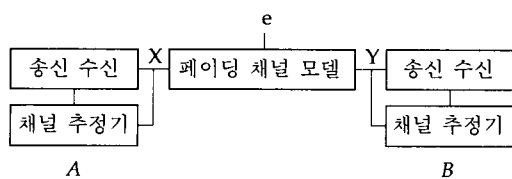


그림 1 채널 추정기를 사용하는 통신 시스템

신호를 각각  $x(t)$ ,  $y(t)$ 라고 하면

$$y(t) = h(t) * x(t) + v(t) \quad (21)$$

가 된다. 여기서 \*는 Convolution을 나타내며  $v(t)$ 는 백색 잡음  $e(t)$  중 대역 통과되는 성분을 나타낸다. 입력과 출력 신호의 Z 변환치를 각각  $X(Z)$ ,  $Y(Z)$ 라고하면 식 (21)은

$$Y(Z) = H(Z)X(Z) + V(Z) \quad (22)$$

가 된다.  $h(t)$ 를 페이딩 채널의 임펄스 응답,  $H(Z)$ 를 채널의 전달 함수라고 하며  $Z = \exp(j\omega)$ 에서의 Z 변환은 채널의 주파수 전달 함수를 의미한다. 또한  $v(t)$ 는 대역 제한 백색 잡음을 나타내는데 대역 제한 필터로는  $h(t)$ 가 사용되므로

$$V(Z) = H(Z)E(Z) \quad (23)$$

로 표현되며  $e(t)$ 가 분산  $\lambda$ 인 백색 잡음이라면  $v(t)$ 의 스펙트럼은 다음과 같다.

$$\phi_v(e^{j\omega}) = \lambda |H(e^{j\omega})|^2 \quad (24)$$

식 (21)과 식 (23)을 조합하면 출력 신호는

$$y(t) = h(t) * x(t) + h(t) * e(t) \quad (25)$$

가 된다. Parametric 방법을 사용하여  $H(Z)$ 를 구하는 시스템 식별은 주어진 입력과 출력을 이용하여 식 (25)에서 다음과 같은 오차 신호를 최소화하는 방법으로 이를 구한다.

$$e(t) = H^{-1}(Z)[y(t) - x(t)] \quad (26)$$

ARX 모델링 방법에서는 주파수 변수  $\omega$ 를 사용하는 대신 Pole과 Zero를 지연 변수  $Z^{-1}$ 의 유리 함수비로 다음과 같이 나타낸다.

$$A(Z)Y(Z) = B(Z)X(Z) + E(Z)$$

$$H(Z) = Z^{-mk}$$

$$B(Z) = b_1 + \frac{b_2 Z^{-1}}{A(Z)} + b_3 Z^{-2} + \dots + b_{nb} Z^{-nb}$$

$$A(Z) = 1 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + \dots + a_{na} Z^{-na} \quad (27)$$

### 3. 페이딩 채널의 컴퓨터 시뮬레이션

### 3.1 시뮬레이션 모델의 구성

G.A.Arredondo는 직접파가 존재하지 않는 무선 채널의 특성을 컴퓨터로 나타내는 모델을 제안하였다. 여기서는 협대역 가우시안 Process를 이용하여 원하는 페이딩 특성을 얻을 수 있으며 적당한 도플러 주파수를 차단 주파수로 하는 필터를 사용하여 스펙트럼 정형화으로써 균등 분포하는 랜덤 위상 변화를 준 후 이를 합성하드로써 전체적인 무선 전송 매체의 페이딩 특성을 얻을 수 있었는데 여기서는 직접파 성분과 전파 경로의 차이에 의한 지연 효과를 고려하지 않았다.

본 논문에서 제안하는 모델은 Arredondo의 모델을 개선하여 다중 경로의 경우뿐만 아니라 직접파 성분이 존재하는 경우의 모델로도 사용이 가능하도록 구성하였으며 지연 효과를 고려하기 위하여 Delay Line을 사용하였다. DL 에서는 임의의 시간만큼 신호의 지연이 가능하게 되지만 무선 전송로에서 지연 시간의 통계적 분포는 Poisson 분포를 따르므로 평균 도착률을  $\lambda$ 라고 할 때 Poisson Variate에 따라 지연시키도록 구성하였다. 또한 채널의 시변 (Time Varying) 효과를 얻기 위하여 각 Branch에 곱해지는 Process를 변경시키므로써 얻을 수 있으며 다중 경로파의 수를 용이하게 변경할 수 있는 장점이 있다. 그림 2는 논문에서 시뮬레이션에 사용한 수정된 채널의 모델을 나타낸 것이다. 그림에서는 3개의 경로를 갖도록 나타내었다. 경로 1의 경우 DL에서 지연 시간을 0으로 하여 직접파의 Inphase, Quadrature 성분을 얻는데 사용하였으며 경로 2, 3의 경우 DL에서 Poisson Variate에 따라 적당한 지연 시간을 준 후 2개의 다중 경로파 성분의 Inphase, Quadrature를 얻는데 사용한다. 각 Branch

는 2개의 승산기로 구성되어 먼저  $A, B, C$ 는 Rayleigh 또는 Rician Fading 특성을 얻기 위하여 사용되는 Random Process를 말하며  $H(A), H(B), H(C)$ 는 각  $A, B, C$ 의 Hilbert 변환치를 나타낸다. 경로 1의 직접파 성분의 경우에는 식 (8)에 의하여 발생된 Process를 이용한다.

### 3.2 페이딩 채널 시뮬레이션의 결과

그림 2에서 제안된 컴퓨터 모델을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 모델에는 직접파와 제 1 다중 경로파와 제 2 다중 경로파를 고려하여 3 가지 성분이 수신되는 경우를 대상으로 하였다. 경로 1의 직접파 성분은 DL에서 지연을 0으로 설정한 후 Process A는 식 (7), (8), (9)에 의하여 Log-Normal 성분을 발생한 후 송신 신호에 곱하여 발생하였으며 Process B, C는 백색 가우시안 잡음을 발생한 후 각기 상이한 차단 주파수를 갖는 필터를 통과시켜 협대역 가우시안 PROCESS를 발생하여 Rician 또는 Rayleigh Fading 특성을 얻었다. 랜덤 위상 변화를 얻기 위한 Process  $a, b, c$ 는 0 ~ 수십 Hz 정도의 저주파 성분을 발생시켜 사용하는데 시뮬레이션에서는 5Hz를 이용하였으며 이때 경로 1의 신호와 경로 2, 3의 신호가 동일한 평균 전력을 갖도록 조절하였으며 시뮬레이션에서 송신 신호는 디지털 기저 대역 신호를 사용하였다. 그림 3은 Fading 신호의 First Statistics를 나타내는 확률 밀도 함수를 나타낸 것이다. 직접파가 존재하지 않는 Rayleigh 분포의 경우와 직접파가 존재하는 Rician 분포의 경우를 각각 나타낸 것으로 Rician의 경우 직접파 성분의 평균치가 Rayleigh의 경우에 더해져 분포하고 있음을 알 수 있다.

그림 4와 5는 Fading 신호의 Second

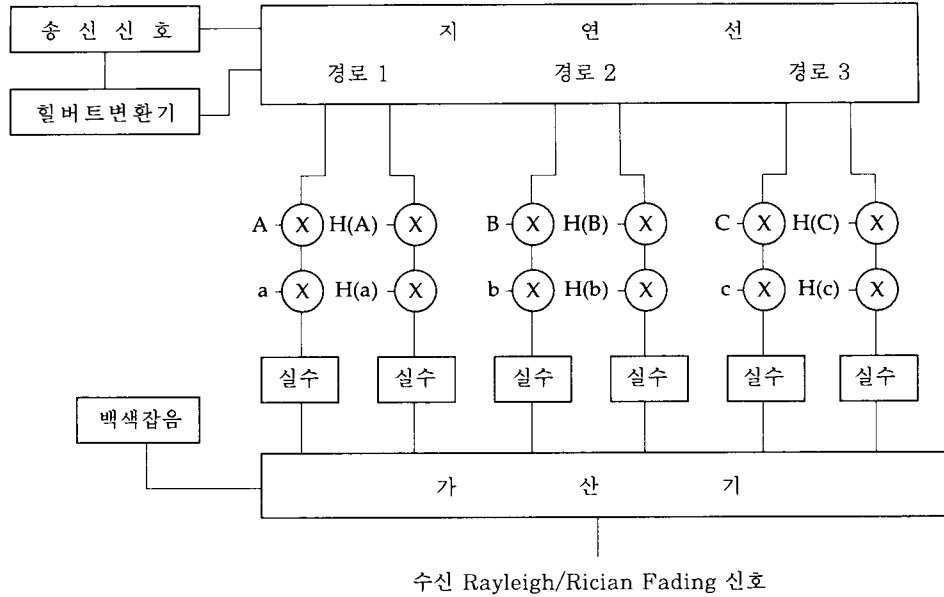


그림 2 시뮬레이션에 사용한 전송 채널 모델

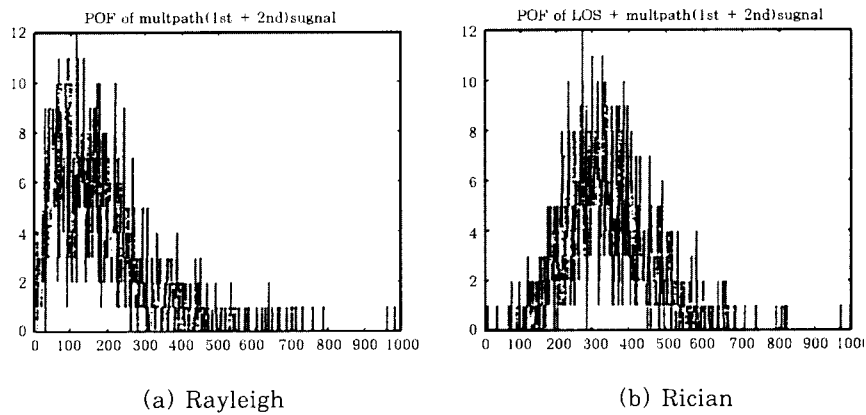


그림 3 Fading 신호의 First Statistics 분포

Statistics를 나타내는 레벨 교차율과 평균 페이딩 지속 시간의 분포를 Rayleigh와 Rician의 경우에 각각 이론치와 비교하여 나타낸 것이다.

레벨 교차율의 경우 2 가지 페이딩에서 실제 이론치와 유사한 분포를 얻을 수 있었으며 Rician의 경우 이론치는 Rayleigh 분포의 경

우를 이용하였으므로 이론치보다 양호함을 알 수 있다. 이들의 분포는 신호의 상대 레벨이 떨어질수록 이론치와 차이가 있으나 0 ~ 5dB 범위에서는 이론치와 유사한 분포를 하고 있음을 알 수 있다.

### 3.3 페이딩 채널의 필터 모델링 결과



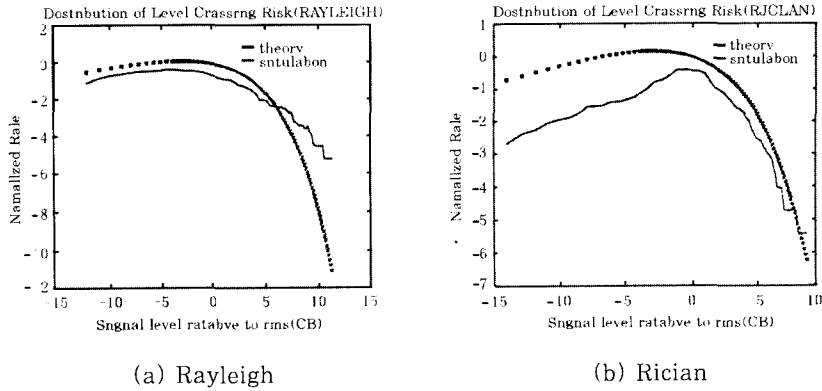


그림 4 Fading 신호의 Second Statistics (레벨 교차율)

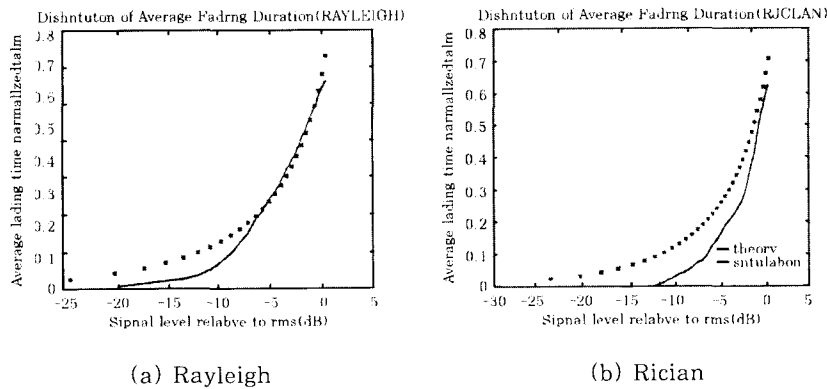


그림 5 Fading 신호의 Second Statistics (평균 페이딩 지속 시간)

식 11에 따라 분포하는 페이딩 채널의 시뮬레이터를 통과한 신호와 송신 신호를 이용하여 채널의 모델링을 수행하였다. 이때 송신 신호는 디지털 기저 대역 신호를 발생하였으며 식별의 과정에서 변/복조 과정은 생략하고 기저 대역에서 직접 수행하였다. 채널의 식별을 위해서는 다음의 과정을 필요로 한다.

- 식별을 위한 신호의 획득
- 신호 처리를 위한 DC 레벨의 제거
- 식별 모델의 선택
- 신호에 대한 최적의 모델과 구조를 정해짐

기준에 따라 선택

- 모델의 검증

채널 모델링을 위한 모델은 식 27의 ARX (Autoregressive Exogenous Input)를 사용하였고, 이때 고려해야 될 사항으로는 ARX 모델의 구조를 선택하는 Pole과 Zero를 나타내기 위한  $na$ ,  $nb$ 의 값과  $nk$ 의 값이다.  $nk$ 는 모델링 과정에서 입력과 출력 신호간의 지연수를 나타내며 임의의  $na$ ,  $nb$  값을 먼저 설정한 후 데이터에 맞는 최적의  $nk$  값을 구하였다.  $na$ 와  $nb$  값이 클수록 시스템의 식별을 위한 오차가 적어지는 점은 있으나 무한대로 크게 할 수 없으므로

AIC(Akaike Information Criterion)을 적용하여 값을 결정하였다. 그림 6은 AIC를 적용하기 위한 식 (26)의 제곱을 취한 손실 함수 (Loss Function)의 분포를 나타낸 것이며  $na = 21$ ,  $nb = 5$ ,  $nk = 0$ 를 사용하였다.

위에서 정해진 모델의 구조에 따라 디지털

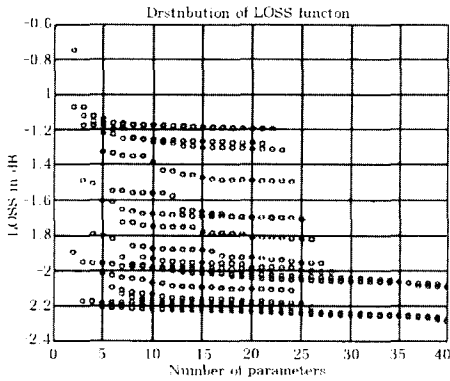


그림 6 Loss Function 분포

필터로의 모델링을 수행하여 식 (27)의 계수  $a$ 와  $b$ 의 값을 구하였다. 또한 모델링된 필터의 Pole과 Zero 점의 위치를 Z 평면상에서 표시하여 비최소 위상 시스템의 여부와 필터의 안정도를 판별할 수 있다. 그림 7은 Z 평면상에서 Pole 점과 Zero 점을 나타낸 것으로 모든 점들이 단위원 내에 존재하므로 비최소 위상 시스템이며 또한 Pole 점 (X 표시)가 단위원내에 존재

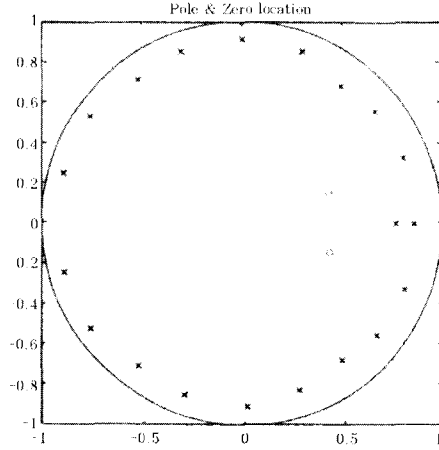


그림 7 POLE과 ZERO점의 분포

하므로 안정된 시스템임을 알 수 있다. 표 1은 모델링된 디지털 필터의 계수를 나타내며 그림 8은 필터의 주파수 특성을 진폭과 위상으로 나누어 도시한 것이다.

모델의 검증으로는 입력 신호를 필터에 인가한 후 그 출력을 비교하는 방법과 입력 데이터와 모델 출력간의 잔차 신호를 비교하는 방법이 있는데 여기서는 후자의 방법을 사용한다. ARX 모델링에서는 복수개의 Sinusoidal 신호의 가중치 조합에 의하여 출력 신호를 형성하므로 오차 신호는 백색 잡음과 같이 분포하게 되며 입력 신호와 오차 신호간의 상관의 거의 없게 된다. 그림 9는 모델의 검증을 위한 것으로

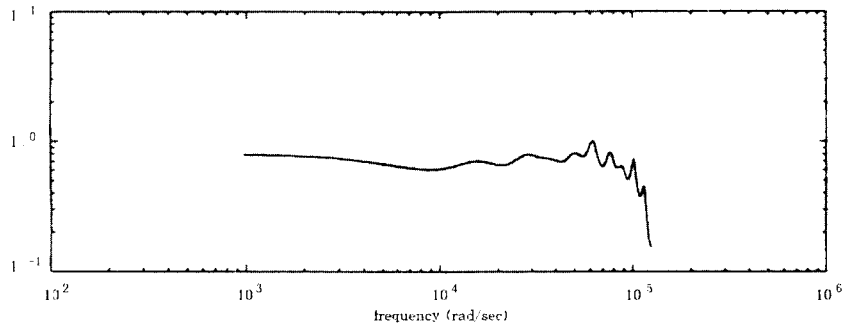
표 1 모델링된 디지털 필터의 계수

$a_0$	1.000	$a_7$	-0.3905	$a_{14}$	0.2444		
$a_1$	-1.1667	$a_8$	0.3260	$a_{15}$	-0.2685		
$a_2$	0.8254	$a_9$	-0.3170	$a_{16}$	0.2264	$b_1$	0.6154
$a_3$	-0.6039	$a_{10}$	0.2743	$a_{17}$	-0.2355	$b_2$	-0.5258
$a_4$	0.4732	$a_{11}$	-0.2065	$a_{18}$	0.2416	$b_3$	0.1253
$a_5$	-0.1419	$a_{12}$	0.1709	$a_{19}$	-0.1918		
$a_6$	0.4180	$a_{13}$	-0.2010	$a_{20}$	0.0740		

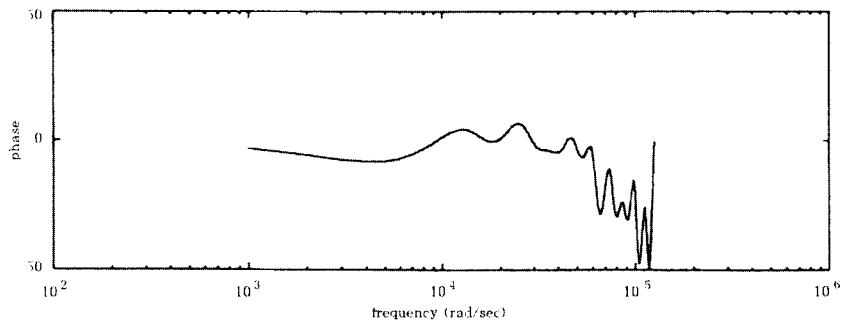
잔차 신호의 자동 상관 함수를 나타낸 것으로 Whiteness를 보이고 있으며 99%의 신뢰 구간을 직선으로 표시하고 있다. 디지털 필터로의 모델링한 결과 양호함을 모델의 검증 단계에서 알 수 있다.

본 논문은 디지털 무선 데이터를 전송하는 경우 채널에서 발생하는 다중 경로 페이딩을 나타내는 채널 시뮬레이터의 모델과 송/수신 신호를 이용하여 채널을 디지털 필터로 나타내기 위한 모델링에 관한 것이다. 고속, 광대역의 데이

#### 4. 결 론



(a) 진폭 응답 특성



(b) 위상 응답 특성

그림 8 디지털 필터의 주파수 특성

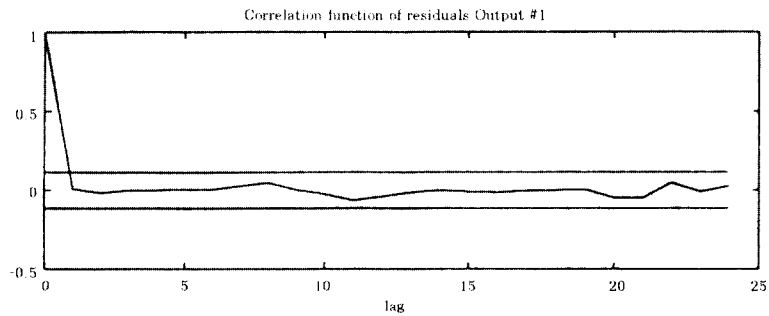


그림 9 모델의 검증

타 통신 수요 증가에 맞춰 무선의 이용이 급증하고 있으나 채널의 영향을 보상하기 위하여 수신측의 적응 등화기만으로는 충분한 성능을 얻을 수 없으므로 송신측에서 채널 추정기를 사용하여 채널의 특성을 추정, 이를 보상함으로써 기존의 방식보다 더욱 채널의 효과를 줄일 수 있게 되어 고속 전송이 가능하게 된다.

논문에서는 먼저 다중 경로 페이딩이 존재하는 채널 시뮬레이터의 구성 방안에 대하여 설명한 후 이를 소프트웨어로 구현하여 그 성능을 레벨 교차율, 평균 페이딩 지속 시간 분포를 이론치와 비교하여 타당성을 입증한 후 실제 페이딩의 영향을 받은 수신 신호와 송신 신호를 이용하여 ARX 모델 알고리즘을 적용함으로써 디지털 필터로의 모델링이 가능함을 보였다. 그러나 무선 채널이 시변 채널임을 고려할 때 논문에서는 시불변 시스템으로 간주하여 송신측에서 채널의 영향을 보상할 수 있음을 보였으나 시변 채널도 시불변 채널이 부분적으로 변동하는 것으로 생각할 수 있으므로 향후 시변 채널의 환경에서도 동일한 모델링 기법을 사용하여 적절한 보상이 이루어지기 위한 지속적인 연구가 필요하다.

## 참 고 문 헌

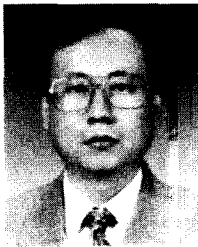
- [1] R.Johansson, "System Modelling and Identification", Prentice-Hall, 1993
- [2] P.Eykhoff, "System Identification", John Wiley & Sons, 1974
- [3] L.L.Scharf, "Statistical Signal Processing", Addison-Wesley Pub., 1990
- [4] R.K.Otnes & L.Enochson, "Digital Time Series Analysis", John Wiley & Sons, 1972
- [5] T.A.Sexton, K.Pahlavan, "Channel Modeling and adaptive equalization of indoor radio channel", IEEE Jour. on S.A.C., Vol.7, No.1, pp.114~121, Jan. 1989
- [6] G.A.Arredondo, W.H.Chriss, "A multipath fading simulator for mobile radio", IEEE trans. on V.T., Vol.VT-39, No.3, pp.205~212, Aug. 1990
- [7] E.Casas, C.Leung, "A simple digital fading simulator for mobile radio", IEEE trans. on V.T., Vol. VT-39, No.3, pp. 205 ~ 212, Aug. 1990
- [8] C.Loo, N.Secord, "Computer models for fading channels with applications to digital transmission", IEEE trans. on V.T., Vol. VT-40, No.4, pp. 700 ~ 707, Nov. 1991
- [9] W.C.Jakes, "Microwave mobile communication", New York, Wiley 1974
- [10] M.D.Yacoub, "Foundations of mobile radio engineering", CRC Press, 1993
- [11] R.L.Freeman, "Telecommunication system engineering", John Weley & Sons, 1989
- [12] M.A.Blanco, "A multipath fading model for radio communication systems", Proceeding of the 1993 IEEE V.T. Society, Vol. 2 of 2, pp.

1227 ~ 1232, 1993

[13] F.Davarian, "Channel simulation to facilitate mobile-satellite communications research", IEEE trans. on com., Vol. COM-35, No. 1, pp. 47 ~ 56, Jan., 1987

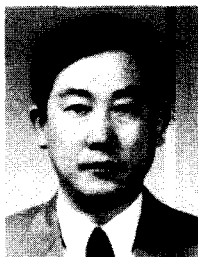
□ 著者紹介

임 승 각



- 1983. 8. 숭실대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)
- 1985. 8. 경희대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사, 정보통신기술사)
- 1985. 9. 한국전자통신 연구소 연구원
- 1988. 10. 삼성전자 정보통신 연구소 연구원
- 1993. 10. 상지대학교병설전문대학 사무자동화과 학과장
- 1994. 8. 경희대학교 대학원 박사과정 수료

김 노 환



- 1978. 2. 숭실대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)
- 1985. 2. 연세대학교 산업대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
- 1980. 8. 금성전기 연구소 연구원
- 1983. 7. 현대전자 시스템 연구소 과장
- 1988. 4. (주)한독 기술연구소 연구 6부장
- 1993. 3. 동우전문대학 사무자동화과 학과장