

도심 환경에서의 이동 통신 다경로 페이딩 채널 시뮬레이션

正會員 李 東 潤* 正會員 金 炯 明*

Multipath Fading Channel Simulation in Urban Mobile Radio Environment

Dong Youn Lee*, Hyung Myung Kim* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 도심환경에서 채널 상태를 잘 나타내는 Aulin의 수학적 모델에 근거하여 육상 이동 통신 채널을 시뮬레이션하는 방법에 대하여 제안하였다. 본 방법은 하드웨어 구현이 용이하고, 다양한 채널 상태를 모사할 수 있는 Jakes 방식의 장점은 유지하면서 Jakes 방식의 전력 스펙트럼이 실제의 결과 일치하지 않는 문제점을 해결하였다. 제안된 방식으로 생성된 신호의 자기상관관계, LCR(level crossing rate), ADF(average duration of fades)등을 시뮬레이션을 통하여 얻은 후 이론치와 비교함으로써 우수한 성능을 나타냄을 보였다. 또한 본 방법은 여러개의 독립적인 페이딩 신호를 쉽게 발생시킬 수 있음을 보였다.

ABSTRACT

A new channel simulation method for the urban mobile radio communication is proposed based on the Aulin's mathematical model which is suitable for urban areas. The proposed method maintains advantage of Jakes method which is readily implemented in hardware and simulates well various channel states, and solves the problem that measured power spectrum generated by Jakes method does not agree with practical power spectrum. It has been shown by simulation that good agreements between measured values generated by the proposed method and theoretical values for autocorrelation, LCR, ADF and power spectrum are obtained and that this method can easily produce several independent fading signals.

I. 서 론

육상 이동 통신의 고정된 하나의 송신체(base station)와 다수의 정지 혹은 이동하는 수신체(mobile unit)사이에 이루어진다. 수신체의 안테나 높이가 낮

기 때문에, 수신된 신호는 주위의 건물이나 다른 이동체에 반사된 신호들의 합으로 표시된다^[1-4]. 이러한 현상을 다경로 현상(multipath effect)이라 하며 육상 이동 통신에서 채널 상태에 심각한 영향을 미친다. 일반적으로 도심환경에서는 송신체에서 수신체로 직접 오는 신호는 무시할 수 있는 것으로 알려져 있으며 이 경우 수신된 신호의 포락선은 Rayleigh 분포를 가진다^[1-3,5,6].

*韓國科學技術院 電氣및 電子工學科
Dept. of Electrical Engineering KAIST
論文番號 : 93-72

육상 이동 통신의 수신신호를 표시하기 위해 Clarke는 도심환경에 적합한 수학적 모델을 제안하였다^[5]. Clarke 모델은 지면과 수평 방향으로 진행되는 신호만 고려한 것으로서 최근에까지도 하드웨어 시뮬레이션이나 소프트웨어 시뮬레이션에 널리 쓰이고 있다^[7,9]. 그러나 Clarke 모델은 수신신호의 전력 스펙트럼이 실제로 측정된 값과 일치하지 않는 단점이 있다.

Aulin은 도심환경에서는 신호가 수평방향으로만 진행한다는 Clarke의 가정을 받아들일수 없다고 주장하고, 신호의 수직, 수평성분을 모두 고려한 더욱 일반적인 방법을 제안하였다^[11]. Aulin의 모델은 수직성분을 무시하면 Clarke의 모델과 일치한다. 이 모델은 Clarke의 모델에서 전력 스펙트럼이 실제의 값과 일치하지 않는 문제점을 완전히 해결하였다.

Clarke의 수학적 모델에 근거하여 Arredondo등은 두개의 독립적인 가우스 잡음 발생기와 비선형 shaping 필터를 사용하여 도심환경에서 다경로로 수신된 신호를 생성시키는 방법을 제안하였고^[7,9], Jakes는 가우스 잡음 발생기와 가변 차단 주파수를 갖는 비선형 shaping 필터의 구현이 용이하지 않은 단점을 보완하기 위하여 다른 주파수를 가진 여러 개의 발진기와 증폭기만을 이용하여 도심환경 다경로 수신신호 생성 방법을 제안하였다^[1,10]. Arredondo 방식과 Jakes 방식은 Clarke 모델을 그대로 따른 것이므로 Clarke의 전력 스펙트럼상의 단점을 그대로 지니고 있다.

본 논문에서는 Aulin의 모델에 근거하면서 Jakes 방식의 장점을 유지할 수 있는 시뮬레이터 구현 방안을 제안하였다. 이 방식은 직접파 성분을 무시할 수 있고, 수신신호의 수직성분을 무시할 수 없는 도심환경의 채널을 잘 모사한다. 최근 DSP(digital signal processor)의 개발로 본 방법은 상당한 매력력을 갖고 있다. 발진기 부분을 DSP 칩상에 구현함으로써 매우 유연한 simulator를 제작할 수 있다^[2].

본 논문의 구성은 서론에 이어 2장에서 Aulin의 수학적 모델에 대해 간략하게 알아보았으며, 3장에서는 Aulin의 모델을 근거로 하여 개선된 채널 시뮬레이터를 제안하였다. 4장에서는 시뮬레이션을 통하여 제안된 채널 시뮬레이터의 성능을 분석하여 우수한 성능을 가짐을 보였고, 5장에서 결론을 맺었다.

II. Aulin 모델 및 문제의 설정

육상 이동 통신 시스템의 송신기에서 송신된 신호는 신호의 변조 방식에 따라 여러 형태로 표시 가능하다. 그러나 페이딩에 의한 영향을 줄이기 위해 일반적으로 PSK(phase shift keying) 방식을 많이 이용한다^[14]. 그러므로 송신신호는 (1)식과 같이 표시할 수 있다.

$$s_o(t) = a_o \cos(\omega_o t + \phi_o(t)) \quad (1)$$

수신체에 수신되는 신호를 모델링하기 위해 Clarke는 신호가 수평방향으로만 진행하는 2차원 모델을 제안하였다^[5]. Aulin은 Clarke의 모델을 수정, 더욱 일반화하여 그림 1에서와 같이 신호가 수평방향뿐 아니라 수직방향으로도 진행하는 3차원 모델로 제안하였다^[11]. 그림 1은 수신기가 원점에 위치하여 x축 방향으로 v 의 속도로 움직이는 경우 i 번째 다경로 신호에 대한 모델이며, 여기에서 v 는 수신체의 속도를 나타내고, α_i 는 xz 평면에 대한 도착각(arrival angle)이며, β_i 는 xy 평면에 대한 도착각이다. i 번째 신호의 크기(amplitude)를 a_i 로 나타내고, 위상 천이(phase shift)를 ϕ_i 로 나타내면 α_i , β_i , a_i , ϕ_i 는 모두 통계적으로 독립적(independent)이고 랜덤하다. 일반적으로 수신된 신호의 크기는 모든 방향에 대해 통계학적으로 일정하므로

$$E[a_i^2] = 1/N \quad (2)$$

이다. 여기에서 $E[\cdot]$ 는 통계학적 평균(statistical average)이며 N 은 경로의 갯수를 나타낸다. 그리고 ϕ_i 는 0에서 2π 까지 균질 분포를 가진다. α_i , β_i 의 확률 밀도함수(probability density function, pdf)는 각각 $p_{\alpha_i}(\cdot)$, $p_{\beta_i}(\cdot)$ 로 표시한다.

송신신호를 (1)식과 같이 표시할 경우 수신신호 $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = a_o \sum_{i=1}^N a_i \cos(\omega_o t + \phi_o(t) + \alpha_i \cos(\beta_i) + \phi_i) + \frac{2\pi}{\lambda} vt \cos(\alpha_i) \cos(\beta_i) + \phi_i \quad (3)$$

여기에서 a_o 는 송신신호의 크기를, $f_o = \omega_o / 2\pi$ 는 반

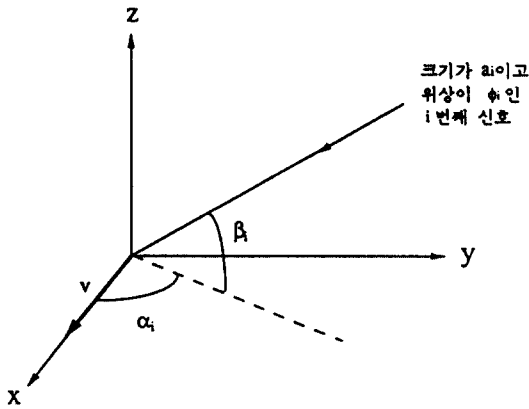


그림 1. Aulin 모델
Fig. 1. Aulin model

송파 주파수를 나타내고 λ 는 반송파 주파수의 파장을 나타낸다. $v/\lambda \cdot \cos(\alpha_i)\cos(\beta_i)$ 는 수신체가 이동하기 때문에 반송파의 주파수가 변화되는 양인데, 이와 같이 수신체가 이동하므로써 수신되는 주파수가 변하는 현상을 Doppler effect라고 한다. 특히 $f_m = v/\lambda$ 을 maximum Doppler frequency shift라 한다. (3)식의 $s(t)$ 는 다음과 같이 표시할 수도 있다.

$$\begin{aligned} s(t) &= T_c(t)s_o(t) - T_s(t)s_o(t-90^\circ) \\ &= T_c(t) \cdot a_o \cos(\omega_o t + \phi_o(t)) \\ &\quad - T_s(t) \cdot a_o \sin(\omega_o t + \phi_o(t)) \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서

$$T_c(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (5)$$

$$T_s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (6)$$

그리고

$$\omega_i = \frac{2\pi}{\lambda} v \cos(\alpha_i)\cos(\beta_i), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

이다.

$T_c(t)$, $T_s(t)$ 는 N 이 충분히 클 경우 CLT(central limit theorem)에 의해 평균이 0인 가우스 분포가 된다^[12]. 이때 두 신호 $T_c(t)$ 와 $T_s(t)$ 가 서로 독립이면, 수신신호의 포락선 $\sqrt{T_c^2(t) + T_s^2(t)}$ 은 Rayleigh 분포,

위상 $\tan^{-1} \frac{T_s(t)}{T_c(t)}$ 은 균질 분포를 가진다^[1-6,11-13].

$s(t)$ 의 평균은 0이며 신호는 없고 반송파만 송신될 경우 즉, $\phi_o(t) = 0$ 인 경우, α_i 가 0에서 2π 까지 균질 분포를 가진다면 $s(t)$ 의 자기상관관계(autocorrelation)는 다음과 같다.

$$E[s(t)s(t+\tau)] = c(\tau) \cdot a_o \cos(\omega_o \tau) \quad (8)$$

여기에서

$$c(\tau) = \frac{1}{2} \int J_0\left(\frac{2\pi v \tau}{\lambda} \cos(\beta_i)\right) p_\beta(\beta_i) d\beta_i \quad (9)$$

이고, $J_0(\cdot)$ 는 제1차 1종 Bessel 함수다. $p_\beta(\beta_i)$ 가 $\delta(\beta_i)$ 일 경우 Aulin의 모델은 Clarke의 모델과 일치한다.

Aulin은 $p_\beta(\beta_i)$ 에 대한 분포를 다음과 같이 제안하였다.

$$p_\beta(\beta_i) = \begin{cases} \frac{\cos(\beta_i)}{2\sin(\beta_m)} & , |\beta_i| \leq |\beta_m| \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & , elsewhere \end{cases} \quad (10)$$

여기에서 β_m 은 β_i 의 maximum 값이다.

그림 2는 $v = 60\text{Km/h}$, $f_o = 900\text{MHz}$, $\beta_m = 30^\circ$ 이고, $p_\beta(\beta_i)$ 가 $\delta(\beta_i)$ 일 경우(Clarke)와 (10)식일 경우(Aulin), $c(\tau)$ 를 보였다. 그림에서 보는 바와 같이 Clarke의 경우와 Aulin의 경우, 자기상관관계가 차이가 나는데 이는 신호의 전력 스펙트럼의 차이를 유발한다.

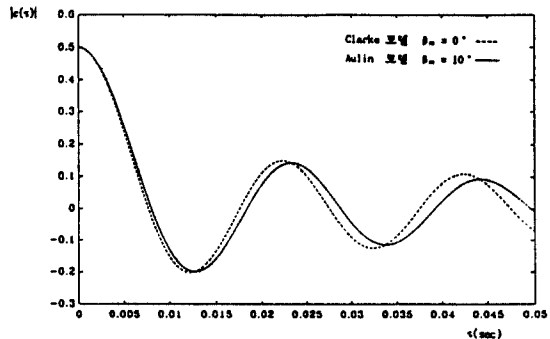


그림 2 자기상관관계의 포락선(c(tau)) 비교

Fig. 2. Comparison of envelope of autocorrelation

$T_c(t)$ 또는 $T_s(t)$ 의 전력 스펙트럼은 (9)식의 $c(\tau)$ 를 Fourier Transform해서 구한다.

$$C(f) = F\{c(\tau)\} = \begin{cases} 0 & , |f| > \frac{v}{\lambda} \\ \frac{1}{4\sin(\beta_m)} \frac{\lambda}{v} & , \frac{v}{\lambda} \cos(\beta_m) \leq |f| \leq \frac{v}{\lambda} \\ \frac{1}{4\pi\sin(\beta_m)} \frac{\lambda}{v} & \\ \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{2\cos^2(\beta_m) - 1 - (\frac{f\lambda}{v})^2}{1 - (f\lambda/v)^2}\right) \right) & \\ 0 & , |f| < \frac{v}{\lambda} \cos(\beta_m) \end{cases} \quad (11)$$

그림 3은 $f_0 = 900\text{MHz}$, $v = 60\text{Km/h}$ 일 때, β_m 을 $1^\circ, 10^\circ, 30^\circ$ 로 변화시키면서 Clarke 모델의 전력 스펙트럼 $C_o(f)$ 와 Aulin 모델의 전력 스펙트럼 $C(f)$ 를 비교하였다. Aulin의 모델은 β_m 이 작을 때 실제와 잘 맞는 것으로 알려져 있는데 그림에서 보는 바와 같이 β_m 이 1° 일 때에도 $C(f)$ 와 $C_o(f)$ 는 상당한 차이가 남을 알 수 있다.

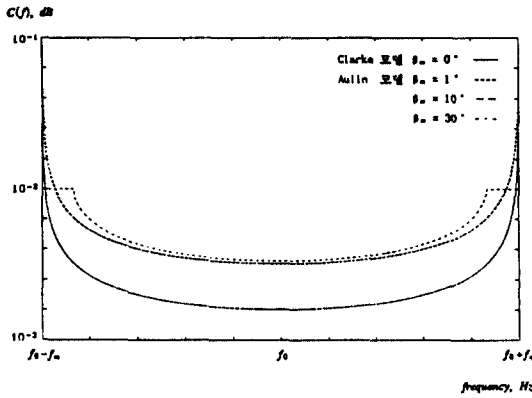


그림 3. 여러 모델들의 전력 스펙트럼 비교
Fig. 3. Comparison of power spectrum of different models

III. 개선된 채널 시뮬레이터

육상 이동 통신 채널을 시뮬레이션 하기 위해 Clarke나 Aulin의 수학적 모델을 그대로 따르는 것은 어렵다. 널리 사용되는 시뮬레이션 방법중 하나는 (4)식에 근거한 것이다^[7,8]. 2개의 각각 독립적인 가

우스 잡음 발생기를 통하여 나온 신호를 shaping filter를 거쳐 원하는 전력 스펙트럼을 갖게한 후, 반송과 신호와 quadrature amplitude modulation을 하는 방법이다. 이 방법은 가우스 잡음 발생기와 shaping 필터 제작에 어려움이 있다. 또한 수신체의 속도 변화 등 다양한 상황에 대처하기 어렵다. 다른 방법으로는 Jakes에 의해서 제안된 것인데^[1,10], 여러개의 발진기와 증폭기만으로 구현하는 방법이다. Jakes의 방식은 잡음 발생기나 필터 제작이 필요하지 않으므로 소프트웨어 시뮬레이션 뿐만 아니라 하드웨어 구현에도 매우 유용하다.

본 연구에서는 Aulin의 모델에 근거하여 Jakes와 같이 발진기와 증폭기만으로 구현 가능한 시뮬레이션 방법을 제안하였다. 본 방법은 직접파가 없고, 수신체가 이동하고 있으며, 경로의 갯수가 충분히 많은 상황을 잘 모사한다. 이 상황은 실제의 도심환경과도 잘 일치한다.

직접파를 무시할 수 있을 때, (3)식에서 i 번째 신호의 크기 a_i 는 모든 방향에 대해 통계학적으로 일정하고, α_i, ϕ_i 는 균질 분포를 가지므로^[1,3,5] 다음과 같이 가정한다.

$$a_i = \frac{1}{\sqrt{N}}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (12)$$

$$\alpha_i = \frac{2\pi}{N} \left(i - \frac{1}{2}\right), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

$$\phi_i = \frac{2\pi}{N} \left(i - \frac{1}{2}\right), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (14)$$

그리고 $p_{\beta_i}(\beta_i)$ 가 (10)식으로 주어지고, $x_i = \sin(\beta_i)$ 라 두면 x_i 가 $-\sin(\beta_m)$ 에서 $\sin(\beta_m)$ 까지 균질 분포를 가진다^[12]. x_i 가 균질 분포이므로 x_i, β_i 는 다음과 같이 가정한다.

$$x_i = \frac{2\sin(\beta_m)}{N} \left(i - \frac{N+1}{2}\right), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

$$\beta_i = \arcsin\left(\frac{2\sin(\beta_m)}{N} \left(i - \frac{N+1}{2}\right)\right), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (16)$$

(12), (13), (14), (16)과 같이 가정할 경우 (6)식은 다음과 같이 나타내어진다.

$$T_c(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (17)$$

여기에서

$$\omega_i = \frac{2\pi}{\lambda} v \cos\left(\frac{2\pi(i-1/2)}{N}\right) \cos\left(\arcsin\left(\frac{2\sin(\beta_m)}{N} \left(i - \frac{N+1}{2}\right)\right)\right) \quad (18)$$

이고 ϕ_i 는 (14)식에서 주어진다.

$$\cos\left(\frac{2\pi}{N} \left(i - \frac{1}{2}\right)\right) = \cos\left(\frac{2\pi}{N} \left(N - i + 1 - \frac{1}{2}\right)\right), \quad i = 1, 2, \dots, N/2 \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \cos\left(\arcsin\left(\frac{2\sin(\beta_m)}{N} \left(i - \frac{N+1}{2}\right)\right)\right) \\ = \cos\left(\arcsin\left(\frac{2\sin(\beta_m)}{N} \left(N - i + 1 - \frac{N+1}{2}\right)\right)\right), \\ i = 1, 2, \dots, N/2 \quad (20) \end{aligned}$$

이므로 $\omega_i = \omega_{N-i+1}$ 이다. N 을 짝수로 가정하고 $N_0 = N/2$ 로 정의하면, (17)식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} T_c(t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N_0} (\cos(\omega_i t + \phi_i) \\ &\quad + \cos(\omega_{N-i+1} t + \phi_{N-i+1})) \\ &= \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N_0} \cos(\omega_i t + (\phi_i + \phi_{N-i+1})/2) \\ &\quad \cos((\phi_i - \phi_{N-i+1})/2) \quad (21) \end{aligned}$$

(21)식에서 $(\phi_i + \phi_{N-i+1})/2 = \pi$, $(\phi_i - \phi_{N-i+1})/2 = 2\pi/N \cdot (i-1/2) - \pi$ 이므로, $\bar{\phi}_i = 2\pi/N \cdot (i-1/2)$ 라면

$$T_c(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N_0} \cos(\omega_i t) \cos(\bar{\phi}_i) \quad (22)$$

이다. (6)식의 $T_s(t)$ 도 $T_c(t)$ 와 같은 방법으로

$$T_s(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N_0} \sin(\omega_i t) \cos(\bar{\phi}_i) \quad (23)$$

와 같이 표시된다. 그리고

$$\langle T_c^2(t) \rangle = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_0} \cos(2\bar{\phi}_i)\right) \quad (24)$$

$$\langle T_s^2(t) \rangle = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_0} \cos(2\bar{\phi}_i)\right) \quad (25)$$

$$\langle T_s(t) T_c(t) \rangle = 0 \quad (26)$$

이므로 (22), (23)식은, $\langle T_c^2(t) \rangle = \langle T_s^2(t) \rangle = c(o) = 1/2$, $\langle T_c(t) T_s(t) \rangle = 0$ 을 만족한다. 여기에서 $\langle \cdot \rangle$ 는 시간 평균(time average)으로서 $\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \cdot dt$ 로 정의된다. 일반적으로 이동 통신에서 페이딩 신호는 ergodic process라고 가정하고 있으므로 수신신호의 통계학적 평균은 시간 평균과 동일하다. 위의 결과는 수신신호의 통계학적 특성^[1-6, 11, 13]과도 잘 일치한다. 그림 4는 본 방법에 대한 block diagram이다.

육상 이동 통신에서는 신호를 보다 잘 검파하기 위해 diversity 기술을 이용한다^[1-4]. Diversity 기술은 여러 가지가 있는데 그 중 가장 간단하게 구현할 수 있는 것은 space diversity이다. Space diversity란 수신체에서 두개의 안테나를 반송파 파장의 1/2의 간격을 두고 설치하면 두 안테나에 도달하는 신호는 서로 통계적으로 독립이어서 두 신호 모두가 아주 약하게 될 확률이 낮기 때문에 신호의 검파 확률을 높일 수 있는 방법을 뜻한다. 그러므로 육상 이동 통신 시뮬레이터는 독립적인 여러개의 페이딩 신호를 발생시킬 수 있어야 한다.

본 시뮬레이션 방법은 $\bar{\phi}_i$ 값의 변화(증폭기의 gain 변화)만으로 간단하게 N_0 개의 독립적인 페이딩 신호를 발생시킬 수 있는데 이를 설명하면 다음과 같다.

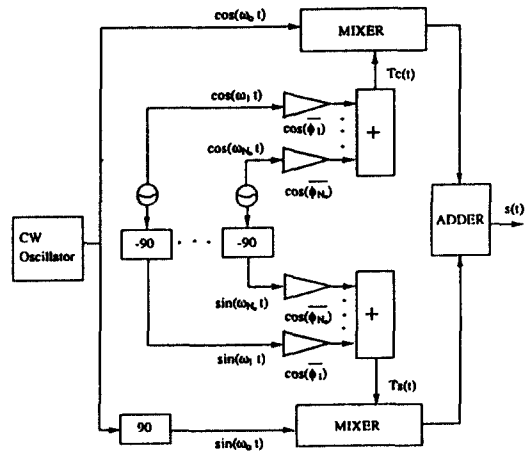


그림 4. 제안된 시뮬레이션 방식의 block diagram
Fig. 4. Block diagram of proposed simulation method

j번째의 페이딩 신호를 $s_j(t)$ 라 하면 $s_j(t)$ 는

$$s_j(t) = T_{c_j}(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0(t)) - T_{s_j}(t) \sin(\omega_0 t + \phi_0(t)) \quad (27)$$

가 되는데, 여기에서

$$T_{c_j}(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N_j} \cos(\omega_i t) \cos(\bar{\phi}_{ji}) \quad (28)$$

$$T_{s_j}(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N_j} \sin(\omega_i t) \cos(\bar{\phi}_{ji}) \quad (29)$$

이다.

$$\bar{\phi}_{ji} = j \cdot 2\pi / N \cdot (i-1/2), \quad j=1, 2, \dots, N_o \quad (30)$$

라고 가정하여도 페이딩 신호의 특성은 변하지 않으므로, j'번째의 페이딩 신호를 $s_{j'}(t)$ 라하고 $\bar{\phi}_{j'i} = j' \cdot 2\pi / N_o (i-1/2)$, $j \neq j'$ 라 하면 $\langle T_{c_j}(t) T_{c_{j'}}(t) \rangle = \langle T_{s_j}(t) T_{s_{j'}}(t) \rangle = 0$, $\langle T_{c_j}(t) T_{s_{j'}}(t) \rangle = \langle T_{s_j}(t) T_{c_{j'}}(t) \rangle = 0$ 이 된다. 가우스 분포에서 상관관계(cross correlation)가 0일 경우 두 분포는 통계적으로 서로 독립이므로^[12], $s_j(t)$ 와 $s_{j'}(t)$ 는 서로 독립인 페이딩 신호이다.

IV. 실험 및 고찰

육상 이동 통신 채널 시뮬레이션의 성능은 많은 경우 LCR(level crossing rate), ADF(average duration of fades)로 측정한다^[4]. LCR이란 수신신호가 단위 시간당 특정한 신호 level과 양의 기울기 방향으로 교차하는 횟수로서 신호의 빠르기를 나타내고, ADF란 수신신호가 특정한 신호 level 아래에 있을 평균적인 시간으로서 신호의 null이 깊은 정도를 나타낸다. LCR의 이론적인 값은 다음식에서 구한다^[4].

$$n(R) = n_o \cdot n_R \quad (31)$$

여기에서 R은 특정한 신호 level을 뜻하고, n_o 는 정규화 인자(normalization factor)로서 다음과 같다.

$$n_o = \sqrt{2\pi} v / \lambda \quad (32)$$

n_R 은 수신체의 속도와 반송파 주파수의 파장과의 득

립적인 인자로 다음과 같이 표시된다.

$$n_R = R \exp(-R^2) \quad (33)$$

ADF의 이론적인 값은 다음과 같다^[4].

$$\bar{t}(R) = \left(\frac{1}{n_o}\right) \cdot \frac{P(r \leq R)}{n_R} = \bar{t}_o \cdot \bar{t}_R \quad (34)$$

\bar{t}_o 는 정규화 인자로서 $1/n_o$ 로 정의된다.

본 연구에서는 송신신호가 반송파만 있는 신호($\phi_0(t) = 0$)이고, $a_o = 1$ 인 경우에 대해 시뮬레이션하였다.

그림 5와 그림 6은 $N=76$, $\beta_m=30^\circ$ 인 경우, 차량 속도를 15, 30, 60Km/h로 변화시키면서 각각 LCR, ADF를 이론치인 n_R , \bar{t}_R 과 비교한 것이다. 반송파 주파수가 900MHz일 때, 차량 속도 15, 30, 60Km/h는 maximum Doppler frequency shift가 각각 78.5, 157, 314Hz인 경우에 대응된다. 가로축은 신호 level R로서 수신신호의 RMS치에 대한 상대적인 값을 dB로 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 이론치와 잘 일치한다.

그림 7과 그림 8은 $N=76$ 차량 속도가 60Km/h이고 β_m 을 $1^\circ, 10^\circ, 30^\circ$ 로 변화시키면서 LCR, ADF를 이론치와 비교한 것이다. β_m 의 변화에 상관없이 LCR, ADF는 이론치와 잘 일치한다.

그림 9는 (27)식에서 j가 1과 2일 때 두 신호의 CDF(cumulative distribution function)를 이론치와 비교한 것이다. CDF는 신호가 특정 신호 level보다 아래에 있을 확률로서 $P(r \leq R)$ 로 정의된다. 두 신호가 통계적으로 서로 독립일 경우 두 신호 모두 level R 아래에 있을 확률은 각각의 신호가 R 아래에 있을 확률의 곱이다^[1,2,12]. 그림 9는 본 연구에서 제안한 방법으로 발생시킨 두 신호가 서로 독립임을 보여 준다.

그림 10은 차량 속도가 60Km/h이고 β_m 이 30° 일 때, $c(\tau)$ 를 이론치인 (9)식과 비교하였다. τ 가 0.05sec 부근에서의 약간의 차이를 제외하곤 전체적으로 이론치와 잘 일치한다.

그림 11은 본 방법으로 생성한 신호의 전력 스펙트럼과 Jakes 방식으로 생성한 신호의 전력 스펙트럼을 비교하였다. 본 방법은 Aulin의 경우와 비슷하고 Jakes 방식은 Ckarke의 경우와 비슷하다. 실제 수신신호의 전력 스펙트럼이 Aulin 모델의 전력 스펙트럼과 유사하므로 본 방법이 보다 더 실제 상황에 적합

하다고 할 수 있다.

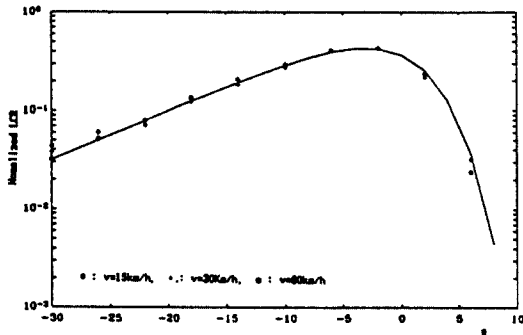


그림 5. Level crossing rate(LCR)
Fig. 5. Level crossing rate(LCR)

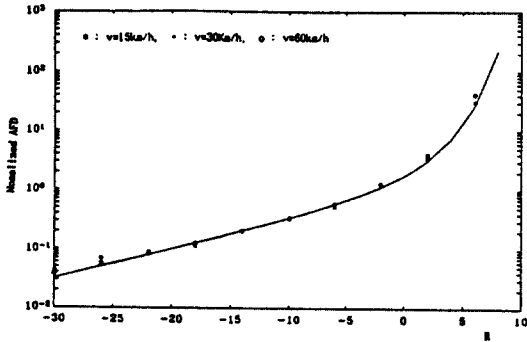


그림 6. Average duration of fades(ADF)
Fig. 6. Average duration of fades(ADF)

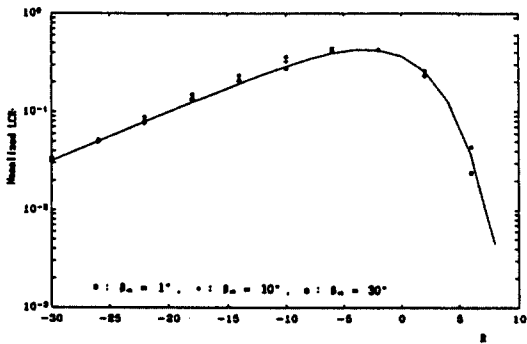


그림 7. Level crossing rate(LCR)
Fig. 7. Level crossing rate(LCR)

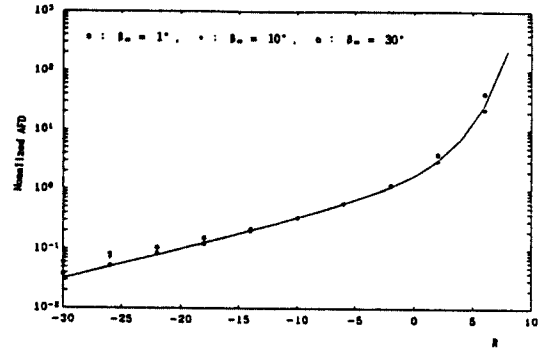


그림 8. Average duration of fades(ADF)
Fig. 8. Average duration of fades(ADF)

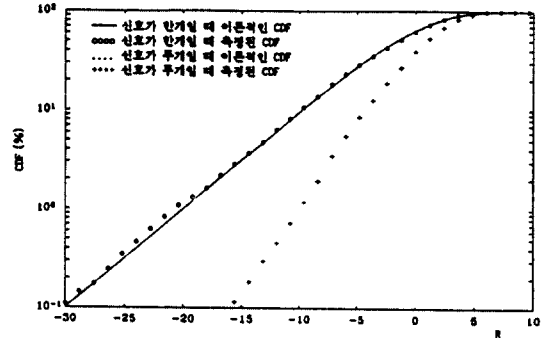


그림 9. Cumulative distribution function(CDF)
Fig. 9. Cumulative distribution function(CDF)

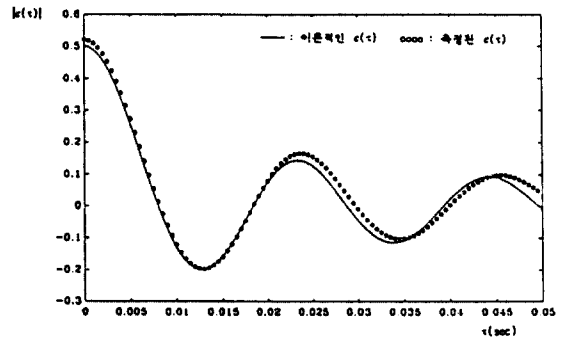


그림 10. 자기상관관계의 포락선($c(\tau)$) 비교
Fig. 10. Comparison of envelope of autocorrelation

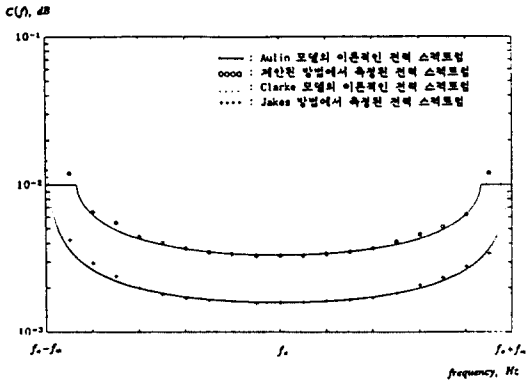


그림 11. 신호의 전력 스펙트럼 비교
Fig. 11. Comparison of power spectrum

V. 결 론

본 논문에서는 Aulin의 수학적 모델에 근거하여 육상 이동 통신 채널을 시뮬레이션하는 방법에 대하여 설명하였다. 이 방법은 Jakes 방식의 구현상 용이한 장점을 가지고 있고 LCR, ADF등이 이론치와 비슷하며, Jakes 방식의 단점인 신호의 전력 스펙트럼이 실제의 경우와 차이가 나는 단점을 보완하였다. 제안된 방법의 전력 스펙트럼은 실제의 상황을 잘 나타내는 Aulin 모델의 전력 스펙트럼과 유사하다. Jakes 방식에 비해 경로의 갯수(N)가 같을 때, 발진기의 갯수가 많은 단점이 있지만, 여러개의 독립적인 페이딩 신호를 증폭기의 gain 변화만으로 얻을 수 있으므로 발진기 부분의 구조를 다소 변화시켜야 하는 Jakes 방식에 비해 훨씬 용이하다.

참 고 문 헌

1. W.C.Jakes, *Microwave Mobile Communication*, New York, Wiley, 1974.
2. J.D.Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, New York, Wiley, 1992.
3. W.C.Y.Lee, *Microwave Mobile Communication Engineering*, McGraw Hill, 1982.
4. W.C.Y.Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, Howard W.Sams, 1986.
5. R.H.Clarke, "A Statistical Theory of mobile radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.47, pp.

- 957-1000, July 1968.
6. S.Stein, "Fading Channel Issues in Sysetm Engineering," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. SAC-5, No.2, pp.68-89, February, 1987.
7. G.A.Arredondo, W.H. Chriss, E.H. Walker, "A Multipath Fading Simulator for Mobile Ladio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.VT-22, No.4, pp. 241-244, November 1973.
8. E.Caples, K.E. Massad, T.R. Minor, "A UHF Channel Simulator for Digital Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.VT-29, No.2, pp. 281-289, May 1980.
9. C.Loo, N.Secord, "Computer Models for Fading Channels with Applications to Digital Transmission," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, No.4, pp.700-707, November 1991.
10. E.Casas, C.Leuing, "A Simple Digital Fading Simulator for Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.39, No.3, pp.205-212, August 1990.
11. T.Aulin, "A Modified Model for fading signal at a mibile radio channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.VT-28, No.3, pp.182-203, August 1979.
12. A. Papoulis, *Probability, Random Variable and Stochastic Processes*, McGraw Hill, 1984.
13. W.D.Rummler, "A New Selective Fading Model: Application to propagation Data," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol.58, No.5, pp.1036-1071, May 1979.
14. J.G.Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, 1989.

李 東 潤(Dong Youn Lee)

정희원

1968년 11월 20일생

1991년 2월 : 한국과학기술대학 전기 및 전자공학과(공학사)

1993년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사)

1993년 3월~현재 : (주)삼성 전기 재직중

※주관심분야 : 이동통신, 적응신호처리분야



金 炯 明(Hyung Myung Kim) 정희원

1952년 10월 24일생

1974년 2월 : 서울대학교 공학사

1982년 4월 : 미국 Pittsburgh대학 전기공학과 석사

1985년 12월 : 미국 Pittsburgh대학 전기공학과 공학박사

1986년 4월~1992년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수

1982년 9월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수

※주관심분야 : 디지털신호와 영상처리, 다차원시스템 이론, 비디오신호 전송통신 이론