

안테나 배열을 사용하는 통신 시스템을 위한 일반화된 벡터 채널 모델과 공간 채널 시뮬레이터의 구현

정희원 오성근*, 류원형*

Generalized Vector Channel Model for Communication Systems Using Antenna Arrays and Implementation of the Spatial Channel Simulator

Seong Keun Oh*, Won Hyung Ryu* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 안테나 배열을 사용하는 통신시스템을 위한 일반화된 벡터 채널 모델을 제안한다. 제안된 채널 모델에서는 실제적인 채널에서 발생할 수 있는 경로 감쇄, 전파 음영(shadowing)의 시간-공간적인 변화, 다중경로 페이딩, 도플러 현상, 국지적인 산란체(scatterer)들의 공간적인 분포와 지배적인 원격 산란체들에 의한 지연 확산을 고려한다. 실제적인 채널 환경을 반영하기 위하여 이산 경로 모델을 사용하며, 각각의 이산 경로 신호는 독립적인 전파 음영과 페이딩, 도플러 영향을 받으며, 서로 다른 입사각을 가지고 안테나 배열에 수신된다. 제안된 모델을 바탕으로 수신되는 신호들에 대한 시간-공간적인 상관값에 대한 관계식을 유도하고, 공간 채널 시뮬레이터를 구성한다. 이론적인 상관값과 시뮬레이터를 통하여 얻은 결과를 비교함으로써 시뮬레이터의 유효성을 검증하고, 구성된 시뮬레이터를 사용하여 다양한 채널 환경하에서의 채널 특성의 변화를 분석한다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a generalized vector channel model for wireless communication systems using antenna arrays. The proposed channel model reflects path loss, spatial-temporal variation of shadowing, multipath fading, Doppler effect, spatial distribution of local scatterers and delay spread due to remote dominant scatterers. In addition, we use a discrete ray model in which respective ray signal experiences independent shadowing, fading and Doppler shift, and impinges on antenna arrays at a distinct angle. Based on the proposed model, we derive the relations on the spatial and temporal correlations of the received signals and implement a spatial channel simulator. By comparing the theoretical values with the simulated ones, we verify the effectiveness of the implemented simulator. The simulator is then used to generate an arbitrary channel impulse response and to analyze the channel characteristics under various environments.

I. 서 론

지금까지 다양한 실내 및 실외 환경에서 무선 채널의 전파 특성을 파악하기 위한 많은 연구가 수행

되어 왔다. 이러한 연구들은 실제로 전파 특성을 측정하는 측정 방법^{[1]-[4]}과 송수신기 간에 전파가 도달 가능한 모든 경로들을 추적하는 선추적(ray-tracing) 방법^{[5],[6]}, 채널의 특성을 결정짓는 주요한 파라미터들만을 이용하여 동일한 통계적인 특성을 갖는 다양한 채널들을 생성시키는 통계적인 모델링 방법

* 아주대학교 전자공학부 (oskn@madang.ajou.ac.kr)

논문번호: 99428-1025, 접수일자: 1999년 10월 25일

※ 본 연구는 한국과학재단이 지원하는 「97 특정기초연구 장기과제 (과제번호: 97-0100-1401-5)」의 지원으로 수행된 결과임.

[7]-[17]으로 구분된다. 측정 방법은 측정이 이루어진 환경에서는 정확한 특성을 파악할 수 있으나, 처리해야 하는 데이터의 양이 방대하므로 주어진 환경 하의 서로 다른 위치들에서 채널 특성을 파악하는 것은 거의 불가능하다. 선추적 방법은 주어진 채널 환경하의 다양한 위치에서 채널 특성을 상대적으로 쉽고 정확히 예측할 수 있으나, 실제의 다양하고 복잡한 구조물을 갖는 채널 환경에서는 선추적의 복잡성과 계산량의 증가로 인하여, 정확히 채널 특성을 예측하는 것은 거의 불가능하다^{[13], [18]}. 통계적인 모델링 방법은 측정 방법이나 선추적 방법으로부터 얻어진 주요한 채널 파라미터들을 이용하여 다양한 환경에서의 채널 특성을 통계적으로 발생시킬 수 있다. 따라서, 통계적 모델링 방법은 시스템 설계시 성능 분석을 위하여 널리 사용되고 있다. 이 방법을 성공적으로 사용하기 위해서는 측정 방법이나 선추적 방법을 통하여 얻어진 채널 특성들로부터 주어진 환경을 적절히 모델링할 수 있는 핵심 파라미터들의 선정이 필수적이다. 본 논문에서는 주요한 채널 파라미터들을 이용하여 다양한 환경에서 적용이 가능한 일반화된 통계적인 모델을 개발한다.

현재 널리 사용되고 있는 채널 모델들은 경로 감쇄, 전파 음영, 다중경로 페이딩, 도플러 현상, 신호의 지연 확산 등을 고려하고 있으나, 주로 신호의 공간적인 특성이 필요치 않는 단일 안테나를 사용하는 시스템에 적합하도록 개발되어 왔다^{[14]-[17]}. 따라서, 안테나 배열 시스템에 적용하기 위해서는 신호들의 입사하는 방향과 산란체들의 공간적인 분포를 고려하여야 한다^{[7]-[13]}. 송수신기 주변에 위치한 산란체들의 공간적인 분포를 모델링하는 방법에는 매크로-셀(macro-cell) 환경에서는 산란체들이 이동국을 중심으로한 원형에 이산적으로 분포하는 이산적인 원형 산란체 모델[13]과 기지국 수신기에서의 입사각 분포가 분산된 분산 입사각 모델^{[7], [8]} 등이 있으며, 마이크로-셀(micro-cell) 환경에서는 송수신기 둘 포함한 타원 영역내에서 균일한 산란체 분포를 갖는 타원형 균일 산란체 모델^{[9], [10]} 등이 사용된다. 이러한 산란체 모델을 바탕으로 안테나 배열 시스템을 위한 다양한 벡터 채널 모델들이 연구되었다^{[7]-[13]}. 그러나, 이러한 채널 모델들은 다양한 환경에 보편적으로 적용하기에는 부적합하다. 따라서, 채널 환경에 따라 산란체들의 분포를 임의대로 조작할 수 있는 일반화된 모델의 개발이 필요하다. 최근에, 매크로-셀, 마이크로-셀, 피코-셀(pico-cell)로 구분된 채널 환경에 따라 low-rank 채널 모델과

high-rank 채널 모델을 조합하여 간단하게 산란체들의 분포를 조작할 수 있는 일반화된 모델도 제안되었다^[7]. 그러나, 벡터 채널 모델에서 고려되어야 하는 중요한 파라미터들 중의 하나인 전파 음영의 시간-공간적인 변화의 영향은 고려되지 않고 있다.

본 논문에서는 안테나 배열 시스템을 위한 일반화된 벡터 채널 모델을 제안한다. 제안된 채널 모델에서는 실제적인 채널에서 발생할 수 있는 경로 감쇄, 전파 음영의 시간-공간적인 변화, 다중경로 페이딩, 도플러 현상, 국지적인 산란체들의 공간적인 분포와 지배적인 원격 산란체들에 의한 지연 확산을 고려한다. 실제적인 채널 환경을 반영하기 위하여 이산 경로 모델을 사용하며, 각각의 이산경로 신호는 독립적인 전파 음영과 페이딩, 도플러 영향, 지연 확산을 받으며, 서로 다른 입사각으로 안테나 배열에 수신된다. 광대역 통신 시스템을 수용하기 위하여 지연 시간의 구분이 가능한 경로 그룹들은 독립적인 지연 시간과 입사각 분포를 갖도록 모델링한다. 따라서, 주어진 채널 환경에 따라 국지적인 산란체 분포, 전파 음영의 공간적인 변화, 지연 확산 등에 대응하여 쉽게 조정이 가능하게 하고 있다. 다음으로, 제안된 채널 모델을 바탕으로 시간-공간적인 상관값에 대한 관계식이 유도되며, 공간 채널 시뮬레이터가 구현된다. 이론적인 상관값을 시뮬레이터를 이용한 실험값과 비교함으로써 시뮬레이터의 유효성을 입증하며, 구현된 시뮬레이터는 임의의 국지적인 산란체들의 분포, 전파 음영의 시간-공간적인 변화 등 다양한 채널 환경에 따른 영향을 분석하는데 사용한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II 절에서는 다양한 채널 특성들에 대하여 살펴보고, 일반화된 벡터 채널 모델을 소개한다. 제 III 절에서는 제안된 채널 모델에 따른 수신신호의 이론적인 상관값을 유도한다. 제 IV 절에서는 제안된 모델에 따라 공간 채널 시뮬레이터를 구현하고, 제 V 절에서는 다양한 채널 환경에서 이론적인 상관값의 변화를 분석하고, 시뮬레이터를 이용한 결과들과 비교한다. 마지막으로 제 VI 절에서는 본 논문의 결론을 내린다.

II. 채널 특성 및 일반화된 벡터 채널 모델

본 절에서는 제안된 일반화된 벡터 채널 모델을 구성하는 각종 채널 특성과 채널의 구성요소들을 분석하고 모델링한다. 그림 1에서는 안테나 배열을 사용하는 무선 광대역 통신 시스템을 위한 전형적

인 채널 환경을 나타내고 있으며, 제안된 채널 모델을 구성하는 중요한 요소들의 상호 관계를 보여주고 있다.

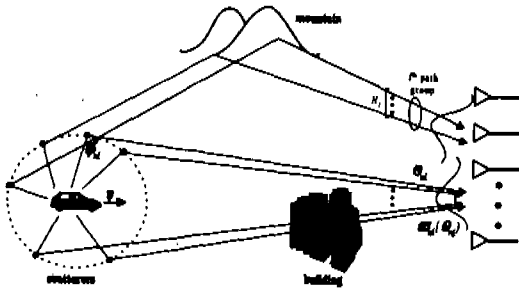


그림 1. 일반적인 무선 채널 환경.

1. 경로 감쇄

송신기에서 방사된 전파는 사방으로 방사되어, 신호의 전력이 신호원으로부터의 거리에 따라 감쇄하게 된다. 경로 감쇄는 매질의 종류와 지형 지물의 형태, 신호의 주파수, 신호원으로부터의 거리에 따라 달라지며, 기후나 주변 환경 등에도 영향을 받는다. 경로 감쇄의 영향은 일반적으로 수신전력 P_r 과 송신전력 P_t 의 비로서 다음과 같이 정의된다^[19].

$$\frac{P_r}{P_t} = r^n \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 \tag{1}$$

여기서, r 는 전파의 진행 거리이며, λ 는 신호의 파장이다. n 는 감쇄 상수로서 채널 환경에 따라 달라지며, 자유공간에서는 2이며, 일반적인 이동 통신 환경에서는 대략 4정도의 큰 값을 갖는다^[19].

2. 다중경로 페이딩

무선 채널을 통하여 전송된 신호는 채널을 통과하면서 고정되거나 이동하는 물체들에 의한 산란, 반사, 회절 등의 반복적인 과정을 통하여 다중경로로 수신기에 입사된다. 일반적으로 다른 경로 신호들은 독립적으로 영향을 받게 되므로, 서로 독립적인 크기와 위상을 가지며, 다른 지연 시간에 도달하게 된다. 독립적인 경로 신호들은 수신단에서 중첩되어 신호의 지연 확산을 야기시키며, 지연 시간의 구분이 어려운 독립적인 경로 신호들은 서로 간섭을 일으켜 수신된 신호의 진폭을 왜곡시키는 진폭 페이딩 현상을 발생시킨다. 따라서, 다중경로 페이딩은 진폭 페이딩 만이 아닌 주파수 균등 페이딩과 지연 확산과 진폭 페이딩에 의한 주파수 선택적 페

이딩으로 구분할 수 있다.

지금까지의 채널 모델링은 대부분 다중경로의 수를 하나의 파라미터를 이용하여 모델링하고 있다^[14-17]. 이러한 모델은 다양한 채널의 실제적인 상황을 표현하기에는 미흡하다. 따라서 제안된 채널 모델에서는 다양한 채널 환경에 적용할 수 있도록 하기 위하여 경로 수에 대한 파라미터를 두가지로 구분한다^[7]. 신호의 경로간 지연 시간의 구분이 불가능한 경우에는 하나의 경로 그룹으로 간주하며, 경로간 지연 시간의 차가 심플 주기와 비슷하거나 큰 경우, 경로들을 지연 시간의 구분이 가능한 다수의 경로 그룹으로 구분한다. 따라서, 지연 시간의 구분이 가능한 경로 그룹을 나타내는 파라미터와 경로 그룹내에서 지연 시간의 구분이 불가능한 독립적인 경로들을 나타내는 파라미터를 사용한다. 두가지의 경로 파라미터들을 사용함으로써 매크로-셀, 마이크로-셀, 피코-셀 등 다양하고 복잡한 채널 환경을 실제적으로 표현할 수 있다.

3. 도플러 효과

이동체가 일정한 속도 v 로 움직이는 경우, 각 경로 신호는 이동체와 산란체의 상대적인 위치에 따라 다른 주파수의 천이를 받으며 수신단에 도달하는 도플러 현상을 경험하게 된다. 도플러 현상에 따른 주파수의 변화량은 다음과 같다^[19].

$$\omega_d = 2\pi \frac{v}{\lambda} \cos \phi, \text{ (rads/s)} \tag{2}$$

여기서, ϕ 는 이동체의 이동 방향과 산란체가 이루는 각을 나타내며, 최대 도플러 주파수 편이는 $\omega_m = 2\pi v / \lambda$ 이다. 따라서, 신호가 받게되는 도플러 영향은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D(t, \phi) = \exp(j\omega_m t \cos \phi) \tag{3}$$

도플러 현상을 모델링하는 다른 방법으로는 도플러 필터를 이용하여 도플러 스펙트럼을 생성하는 방법^[19]이 있는데, 이러한 방식을 이용하면 연속적인 도플러 스펙트럼을 얻을 수 있다. 그러나, 실제적인 채널이 이산적인 특성을 가지며, 각각의 경로는 다른 입사각을 가지므로, 이 방법을 안테나 배열 시스템을 위한 벡터 채널 모델에 적용하기에는 부적합하다. 따라서 제안된 채널 모델에서는 경로별 독립적인 도플러 영향을 받는 여러 개의 이산 경로 신호가 수신단에서 합해지도록 모델링 함으로서 실제

적인 채널 환경에 가까운 결과를 얻을 수 있다.

4. 전파 울영

전파 울영은 전파가 송수신단 사이의 상대적으로 작은 물체의 차단에 의해 신호의 세기가 추가적으로 감쇄하는 현상을 나타낸다. 일반적인 통계적인 채널 모델들에서 전파 울영은 log-normal 분포로 모델링된다^[19]. 지금까지의 대부분의 벡터 채널 모델링에서는 전파 울영의 효과를 무시하거나 경로에 관계없이 동일한 영향을 받도록 표현하고 있다^[7-13]. 그러나, 입사각의 확산을 가지는 채널 환경에서 서로 다른 경로 신호는 독립적인 전파 울영의 영향을 받게 된다.

일정한 각도 범위내로 입사하는 경로들은 근사적으로 같은 전파 울영의 영향을 받는다고 모델링할 수 있으므로, 제안된 채널 모델에서는 각 경로 그룹내에서 입사각의 범위에 따라 서로 독립적인 전파 울영의 영향을 받도록 모델링하며, 서로 독립적인 경로 그룹들은 독립적인 전파 울영의 분포를 가지도록 모델링한다. 그림 2는 제안된 채널 모델에서 사용한 입사각의 범위가 2개인 경우에, 입사각의 범위에 따라 서로 독립적인 단순화된 전파 울영 모델을 나타낸다. 예를 들어, 1-번째 경로 그룹에서 수신 신호는 중심각 θ_1 을 중심으로 각 확산 Δ_1 을 가지고 입사한다고 가정하자. 그림 2에서 $\theta_1^{(1)}$ 과 $\theta_1^{(2)}$ 는 독립적인 전파 울영을 받는 범위내의 중심각이며, Δ_1 은 독립적인 전파 울영의 영향을 받는 범위내의 각확산을 나타낸다. 신호가 입사하는 두 개의 범위에 따른 전파 울영의 영향은 각각 $\sqrt{\Gamma_1(t, \theta_1^{(1)})}$ 와 $\sqrt{\Gamma_1(t, \theta_1^{(2)})}$ 으로 표시한다. 따라서, 제안된 전파 울영 모델은 다음과 같이 일반화할 수 있다.

$$\sqrt{\Gamma_1(t, \theta_m)} = \sqrt{\Gamma_1(t, \theta_j^{(l)})}, \quad (4)$$

for $\theta_j^{(l)} - \Delta_j/2 < \theta_m < \theta_j^{(l)} + \Delta_j/2, j=1, \dots, J_l$

여기서, J_l 은 l -번째 경로 그룹에서의 서로 다른 전파 울영을 받는 범위의 수를 나타낸다.

전파 울영의 시간적인 변화 또한 고려되어야 한다. l -번째 경로 그룹의 j -번째 각도 범위내의 전파 울영 과정은 다음과 같이 나타낼 수 있다^[20].

$$\sqrt{\Gamma_1(t, \theta_j^{(l)})} = e^{\gamma_{1,j} + \delta_{1,j} \mu_{1,j}(t)}. \quad (5)$$

여기서, $\mu_{1,j}(t)$ 는 l -번째 경로 그룹의 j -번째 각

도 범위에 해당하는 평균이 0, 분산이 1인 가우시안 과정이며, $\gamma_{1,j}$ 와 $\delta_{1,j}$ 는 각각 전파 울영을 결정하는 가우시안 과정의 평균과 분산이다.

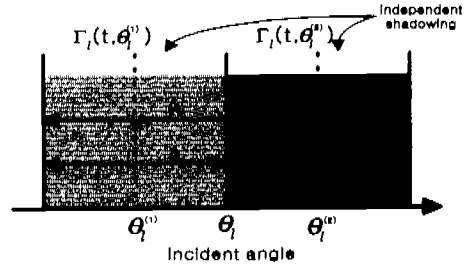


그림 2. 입사각의 범위에 따라 독립적인 전파 울영모델.

5. 신호의 세기 분포

본 논문에서는 다양한 실제적인 채널 환경을 고려하기 위하여 산란체들의 분포를 다양하게 조정할 수 있는 산란체 분포 모델을 제시한다. 제시된 모델에서는 산란체들에 의해 생긴 다중경로들에 의한 신호들의 입사각에 따른 세기 분포를 조정함으로써 산란체들의 분포를 간접적으로 모델링한다. 따라서, 입사각에 따른 다중경로 신호의 세기 분포를 결정하는 파라미터로서 $w(\theta_m)$ 를 도입하여, 각 경로 그룹마다 독립적인 세기 분포를 갖도록 모델링 한다.

6. 안테나 배열 응답 벡터

안테나 배열을 위한 벡터 채널을 구성하기 위한 필수 구성 요소는 신호의 입사각에 따른 각 안테나 요소에서의 응답을 나타내는 배열 응답 벡터이다. M 개의 안테나로 구성되는 균등 선형 안테나 배열을 위한 배열 응답 벡터는 식 (6)과 같다.

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[1 \ e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta} \ \dots \ e^{-j2\pi (M-1) \frac{d}{\lambda} \sin \theta} \right]^T, \quad (6)$$

여기서, d 은 안테나 요소간 간격, λ 은 수신 신호의 파장, θ 는 신호의 AOA (Angle-of-arrival)를 나타낸다.

7. 제안된 벡터 채널 모델링

지금까지 실제적인 이동 무선 채널에서 발생할 수 있는 채널 현상들에 대하여 언급하였다. 이러한 현상들은 편의상 위와 같이 구분할 수는 있으나, 실제로 구분하기는 어려우며 각 현상들은 상호 연관되어 작용한다. 위에서 언급한 채널 특성들을

결합한 일반화된 벡터 채널 모델의 단위 충격 응답은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \delta(t-\tau_l) \frac{1}{r_l^{1/2}} \sum_{n=1}^{N_l} w(\theta_{nl}) \mathbf{a}(\theta_{nl}) c_{nl} \exp(j\omega_m t \cos \phi_{nl}) \sqrt{\Gamma_l(t, \theta_{nl})} \quad (7)$$

여기서, l 은 구분이 가능한 다른 지연 시간을 가지는 경로 그룹을 구분하는 변수이며, n 은 하나의 경로 그룹내에서 독립적인 경로를 나타내는 변수이다. L 은 구분 가능한 경로 그룹의 수이며, N_l 은 l -번째 경로 그룹내에서의 지연 시간의 구분이 불가능한 독립적인 경로들의 수를 나타낸다. τ_l 은 l -번째 경로 그룹의 지연 시간을 나타낸다. r_l 은 l -번째 경로 그룹의 전파가 지난 거리이다. $w(\theta_{nl})$ 는 n, l -번째 경로에 대한 입사각 θ_{nl} 에 따른 신호의 세기를 나타내며, $\mathbf{a}(\theta_{nl})$ 은 θ_{nl} 방향에 해당하는 안테나 배열 응답 벡터를 나타낸다. 또한, c_{nl} 은 n, l -번째 경로에 대한 고속 페이딩의 영향으로 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 분포를 이루어, 크기는 레일리 분포를, 위상은 균일 분포를 이룬다. $\exp(j\omega_m t \cos \phi_{nl})$ 은 n, l -번째 경로에 대한 도플러 효과를 나타내고, $\sqrt{\Gamma_l(t, \theta_{nl})}$ 은 l -번째 경로 그룹의 입사각 θ_{nl} 에 해당하는 전파 음영의 영향을 나타내며, θ_{nl} 의 값에 따라 식 (4), (5)에서와 같이 결정된다.

식 (7)로부터 제안된 채널 모델에서는 이산적인 경로 모델을 사용함으로써 각각의 경로가 독립적인 전파 음영, 페이딩, 도플러, 지연 확산을 받으며, 각각의 경로는 서로 다른 입사각을 가지며, 입사각에 따라 다른 세기를 가진다는 것을 알 수 있다. 또한, 경로 그룹마다 독립적인 지연 시간, 신호 세기 분포, 전파 음영의 영향을 갖도록 조정할 수 있다. 따라서, 실제적인 채널에서 발생할 수 있는 모든 영향들이 포함되어 있으며, 여러 가지 채널 특성을 결정하는 파라미터들을 조합함으로써 다양한 채널 환경에 적합한 실제적인 채널 특성을 발생시킬 수 있다. 특히, 기존의 벡터 채널 모델들^{[7],[13]}에서 고려되지 않고 있는 전파 음영의 시간-공간적인 변화에 대한 영향을 나타낼 수 있으므로, 실제적인 채널을 더욱 정확하게 나타낼 수 있다.

III. 시간-공간적인 상관값 계산

본 절에서는 제안된 채널 모델의 특성을 분석하

고 채널 특성의 변화에 따른 수신신호의 특성을 분석하기 위하여 제안된 모델에 따라 발생된 신호의 공간적인 상관 특성과 시간적인 상관 특성을 이론적으로 분석한다.

1. 공간적인 상관값

일정한 거리 d 만큼 떨어진 두 개의 안테나 요소에서 수신된 신호들의 상관값을 계산함으로써 공간적인 상관값을 계산한다. 식 (7)로부터 수신신호를 얻기 위하여 제안된 채널을 통하여 송신 신호 $s(t)$ 를 전송하며 수신기에서의 잡음의 영향을 무시할 때, 두 개의 안테나 요소에 입사되는 수신신호는 식 (7)로부터 식 (8)과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{l=1}^L s(t-\tau_l) \frac{1}{r_l^{1/2}} \sum_{n=1}^{N_l} w(\theta_{nl}) \mathbf{a}(\theta_{nl}) c_{nl} \exp(j\omega_m t \cos \phi_{nl}) \sqrt{\Gamma_l(t, \theta_{nl})} \quad (8)$$

여기서, $r(t) = [r_0(t), r_1(t)]^T$ 이며, $r_0(t)$, $r_1(t)$ 는 각각 기준 안테나, 기준 안테나로부터 거리 d 만큼 떨어진 안테나에서의 수신신호를 나타낸다. 먼저, 경로 그룹이 하나 ($L=1$)인 경우를 고려한다. 거리 d 만큼 떨어진 두 개의 안테나에 입사하는 신호의 공간적인 상관함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\rho_{D,1}(d) = \frac{E[r_0(t) \times r_1^*(t)]}{\sqrt{E[|r_0(t)|^2] \cdot E[|r_1(t)|^2]}} \quad (9)$$

문제를 단순화하기 위하여, 이론적인 상관값들에 대한 관계식을 유도하는 과정에서 신호 세기 분포는 균일하며 ($w(\theta_{nl})=1$), 독립적인 전파 음영 구간이 2개 ($J_l=2$)이고 (그림 2), 각 범위 내로 입사하는 경로들의 수는 동일하다고 가정한다. 제 II 절에서 각 경로 그룹내에서의 다중경로 신호들은 서로 독립적인 페이딩을 받는다고 가정하였다. 따라서, 거리 d 만큼 떨어진 두 안테나에서 수신된 신호들의 상관값은 식 (10)과 같이 주어진다.

$$\rho_{D,1}(d) = \frac{m_1^2(l)R_l^{(1)}(d) + m_2^2(l)R_l^{(2)}(d)}{m_1^2(l) + m_2^2(l)} \quad (10)$$

(부록 A. 참조) 여기서, $m_1^2(l)$ 과 $m_2^2(l)$ 는 l -번째 경로 그룹의 첫 번째, 두 번째 구간에서의 전파 음영에 의한 평균 전력 감쇄를 나타낸다.

$$m_i^2(l) = E[\Gamma_l(t, \theta^{(i)})] \quad (11)$$

$$m_l^2(l) = E[\Gamma_l(t, \theta_l^{(2)})]. \quad (12)$$

$R_l^{(1)}(d)$ 과 $R_l^{(2)}(d)$ 은 각각의 독립적인 구간에서의 상관값들이며 식 (13)-(16)과 같다. 여기서 $J_k(\cdot)$ 는 제1종 k 차 베셀(Bessel) 함수이다.

식 (10)으로부터, 두 개의 균등한 전파 음영 구간을 고려할 때, 공간적인 상관값은 각 구간에서의 수신 신호에 따른 공간적인 상관값의 평균 전력 감쇄에 의한 가중 산술 평균 값으로 주어지는 것을 알 수 있다. 따라서, 각 범위에서의 전파 음영에 따른 신호의 감쇄의 정도에 따라 공간적인 상관값이 크게 변하게 된다.

독립적인 전파 음영 구간이 수가 다수인 경우, 식 (10)에서의 결과로부터 확장이 가능하며, 독립적인 구간의 수가 J_l 개일 경우, 공간적인 상관값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\rho_{D, \lambda}(d) = \frac{\sum_{l=1}^{J_l} m_l^2(l) R_l^{(j)}(d)}{\sum_{l=1}^{J_l} m_l^2(l)}. \quad (17)$$

식 (17)을 이용하면, 독립적인 전파 음영 구간의 수를 임의로 조정함으로써 임의의 전파 음영의 분포에 해당하는 공간적인 상관값의 영향을 분석할 수 있다.

다음으로, $L \geq 2$ 인 경우를 고려한다. 이를 위하여, 각 경로 그룹 내에서의 신호세기 분포는 균일하다고 가정한다. 경로 그룹간의 신호들은 서로 독립이며, 각 경로 신호들의 평균이 0이므로, l_1 -번째 경로 그룹과 l_2 -번째 경로 그룹간의 상관값은 $l_1 \neq l_2$ 인 경우, $\rho_{l_1, l_2}(d) = 0$ 이다. 따라서, 공간적인 상관값은 식 (8)와 (9)으로부터 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

2. 시간적인 상관값

식 (8)에서 주어진 신호 모델에서 제안된 채널 모델의 시간적인 특성은 안테나 요소에 따라 변하지 않는다. 따라서, 시간적인 특성을 분석하기 위하여, m 번째 안테나 수신 신호의 시간적인 상관값을 계산한다. 시간이 t 만큼 떨어진 두 지점에서의 시간적인 상관값은 식 (19)와 같이 정의된다.

문제를 단순화하기 위하여, 앞에서와 같이, 이론적인 상관값들에 대한 관계식을 유도하는 과정에서 신호 세기 분포는 균일하며 ($w(\theta_{ni}) = 1$), 서로 독립적인 전파 음영 구간이 2개 ($J_l = 2$)이고 (그림 2), 각 구간으로 입사하는 경로들의 수는 동일하다고 가정한다. 제 II 절에서 각 경로 그룹내에서의 다중경로 신호들은 서로 독립적인 페이딩을 받는다고 가정하였으며, $L \geq 2$ 인 경우에는 식 (18)의 유도 과정과 유사한 방법으로 확장될 수 있다. 따라서,

$$\text{Re}\{R_l^{(1)}(d, \theta_l^{(1)}, \Delta_s)\} = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{2k\Delta_s} \left[\sin 2k\left(\theta_l^{(1)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \sin 2k\left(\theta_l^{(1)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right] \quad (13)$$

$$\text{Im}\{R_l^{(1)}(d, \theta_l^{(1)}, \Delta_s)\} = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{(2k+1)\Delta_s} \left[\cos(2k+1)\left(\theta_l^{(1)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \cos(2k+1)\left(\theta_l^{(1)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right], \quad (14)$$

$$\text{Re}\{R_l^{(2)}(d, \theta_l^{(2)}, \Delta_s)\} = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{2k\Delta_s} \left[\sin 2k\left(\theta_l^{(2)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \sin 2k\left(\theta_l^{(2)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right], \quad (15)$$

$$\text{Im}\{R_l^{(2)}(d, \theta_l^{(2)}, \Delta_s)\} = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{(2k+1)\Delta_s} \left[\cos(2k+1)\left(\theta_l^{(2)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \cos(2k+1)\left(\theta_l^{(2)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right]. \quad (16)$$

$$\rho_D(d) = \frac{E\left[\sum_{i=1}^{J_l} r_{0,i}(t) \cdot \sum_{n=1}^{J_l} r_{1,n}^*(t)\right]}{\sqrt{E\left[\sum_{i=1}^{J_l} r_{0,i}(t) \cdot \sum_{n=1}^{J_l} r_{0,n}^*(t)\right] \cdot E\left[\sum_{i=1}^{J_l} r_{1,i}(t) \cdot \sum_{n=1}^{J_l} r_{1,n}^*(t)\right]}}, \quad (18)$$

$$= \frac{\sum_{l=1}^{J_l} r_l^j \sum_{l=1}^{J_l} m_l^2(l) R_l^{(j)}(d)}{\sum_{l=1}^{J_l} r_l^j \sum_{l=1}^{J_l} m_l^2(l)}$$

$$\rho_T(\tau) = \frac{E[r_m(t)r_m^*(t+\tau)]}{\sqrt{E[|r_m(t)|^2] \cdot E[|r_m(t+\tau)|^2]}} \quad (19)$$

$$\rho_{T, \text{num}}(\tau) = E[r_m(t)r_m^*(t+\tau)] \quad (20)$$

$$= \frac{1}{r_f^2} E[s(t)s^*(t+\tau)] \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} E[c_n c_k^*] E[\exp(j\omega_m t \cos \phi_n - j\omega_m(t+\tau) \cos \phi_k)] \\ \times E[\sqrt{\Gamma_f(t, \theta_{nf})} \sqrt{\Gamma_f(t+\tau, \theta_{nk})}]$$

$$\rho_{T, \text{num}}(\tau) = \frac{1}{r_f^2} S(\tau) \sum_{n=1}^{N_f} E[\exp(-j\omega_m \tau \cos \phi_n)] E[\sqrt{\Gamma_f(t, \theta_{nf})} \sqrt{\Gamma_f(t+\tau, \theta_{nk})}] \quad (21)$$

$$\rho_{T, \text{num}}(\tau) = \frac{1}{r_f^2} S(\tau) J_0(2\pi f_d \tau) \frac{N_f}{2} E[\sqrt{\Gamma_f(t, \theta_f^{(1)})} \Gamma_f(t+\tau, \theta_f^{(1)}) + \sqrt{\Gamma_f(t, \theta_f^{(2)})} \Gamma_f(t+\tau, \theta_f^{(2)})] \quad (22)$$

$$J_0(2\pi f_d \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(-j\beta \nu \tau \cos \phi) d\phi \quad (23)$$

$$E[\sqrt{\Gamma_f(t, \theta_f^{(1)})} \Gamma_f(t+\tau, \theta_f^{(1)})] = E[e^{\gamma_{f,1} + \delta_{f,1} \mu_{f,1}(t)} e^{\gamma_{f,1} + \delta_{f,1} \mu_{f,1}(t+\tau)}] \quad (24)$$

$$E[e^{\gamma_{f,1} + \delta_{f,1} \mu_{f,1}(t)} e^{\gamma_{f,1} + \delta_{f,1} \mu_{f,1}(t+\tau)}] = e^{2\gamma_{f,1}} (1 + \delta_{f,1}^2 \{1 + E[\mu_{f,1}(t) \mu_{f,1}(t+\tau)]\}) \quad (25)$$

$$= e^{2\gamma_{f,1}} [1 + \delta_{f,1}^2 (1 + R_{L, \mu_f}(\tau))]$$

L=1인 경우만을 고려한다.

먼저, 식 (19)의 분자 항을 $\rho_{T, \text{num}}(\tau)$ 이라고 하면, $|a_m(\theta_n)|^2 = 1$ 이며, 신호와 페이딩, 도플러, 전파 음영 현상은 서로 독립이므로 식 (20)과 같다. 여기서, $E[c_n c_k^*] = \delta(n-k)$ 이므로, 식 (20)은 식 (21)로 표현할 수 있으며, 여기서, $S(\tau) = E[s(t)s^*(t+\tau)]$ 이다. 독립적인 전파 음영 구간이 두 개이며, 각각의 구간 범위는 같고, 하나의 각도 범위내에 입사되는 신호의 수는 $N_f/2$ 개씩이라 가정하면, 식 (21)은 식 (22)와 같다. 식 (22)에서 도플러에 의한 상관값은 식 (23)과 같이 구해진다^[15].

이제, 식 (5)을 이용하여 전파 음영에 관한 상관값은 식 (24)와 같이 구할 수 있다. 식 (24)의 지수 함수는 Taylor 시리즈로 전개가 가능하며, $\mu_{f,1}(t)$ 는 가우시안 과정이므로 3차 이상의 모멘트가 모두 0 이 된다. 따라서, 식 (24)는 식 (25)와 같이 정리할 수 있다. 여기서, $R_{L, \mu_f}(\tau)$ 는 가우시안 과정의 시간적인 상관값을 나타내며, 측정 결과에 따르면 이 값은 시간의 변화에 따라 지수적으로 감소하는 경향을 나타내며, 가우시안 과정의 분산이 1인 경우에

다음과 같이 나타낼 수 있다^[21].

$$R_{L, \mu_f}(\tau) = e^{-\beta|\tau|} \quad (26)$$

여기서, $1/\beta$ 는 시상수를 나타내며, 환경에 따라 다른 값을 설정할 수 있다. 본 논문에서는 일반적인 도심지 환경을 가정하여 10으로 하였다^[21]. 마찬가지로, 식 (27)과 같다.

식 (24)부터 (28)까지를 이용하여, 식 (23)을 정리하면 식 (28)과 같다. 식 (28)에서,

$$E[|r_m(t)|^2] = E[r_m(t)r_m^*(t+\tau)|_{\tau=0}] \quad (29) \\ = \frac{N_f S(0)}{2r_f^2} [m_1^2(t) + m_2^2(t)] \\ = E[|r_m(t+\tau)|^2]$$

그런데, 식 (28)에서 $S(\tau)$ 는 송신 신호의 시간적인 상관값이므로, 채널의 시간적인 상관값을 구하기 위해서는 $s(t)$ 가 시간에 따라 변하지 않는 상수값이어야 하므로, $S(\tau) = S(0)$ 가 된다. 따라서, 식 (28)과 (29)으로부터, 수신 신호의 시간적인 상관값은

$$E[\sqrt{\Gamma_l(t, \theta_l^{(2)})}\Gamma_l(t+\tau, \theta_l^{(2)})] = e^{2\tau\alpha} [1 + \delta_{l,2}^2(1 + R_{l,\mu_2}(\tau))]. \quad (27)$$

$$\rho_{T, num}(\tau) = \frac{N_l}{2\tau^2} S(\tau) J_0(2\pi f_d \tau) \{ e^{2\tau\alpha} [1 + \delta_{l,1}^2(1 + R_{l,\mu_1}(\tau))] + e^{2\tau\alpha} [1 + \delta_{l,2}^2(1 + R_{l,\mu_2}(\tau))] \}. \quad (28)$$

$$\rho_T(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \frac{e^{2\tau\alpha} [1 + \delta_{l,1}^2(1 + R_{l,\mu_1}(\tau))] + e^{2\tau\alpha} [1 + \delta_{l,2}^2(1 + R_{l,\mu_2}(\tau))]}{m_1^2(l) + m_2^2(l)}. \quad (30)$$

$$\rho_L(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \frac{\sum_{j=1}^L e^{2\tau\alpha} [1 + \delta_{l,j}^2(1 + R_{l,\mu_j}(\tau))]}{\sum_{j=1}^L m_j^2(l)}. \quad (31)$$

식 (30)과 같다.

본 논문에서는 전파 음영의 구간이 두 개이고, 이 구간들은 같은 각도 범위를 가정하였다. 그러나, 실제 채널 환경에서 적용하기 위하여 전파 음영 구간의 간격의 비율 이용함으로써 다양한 채널 환경에서의 시간적인 상관값을 얻을 수 있다. $J_l > 3$ 인 일반적인 시간적인 상관값은 독립적인 구간에서의 전파 음영의 평균값들과 상관값들을 이용하여 식 (31)과 같이 나타낼 수 있다.

IV. 공간 채널 시뮬레이터의 구성

본 절에서는 제 II 절에서 제안된 채널 모델을 바탕으로 실제적인 다양한 채널 환경에서의 채널 특성을 분석하기 위한 안테나 배열을 사용하는 시스템을 위한 공간 채널 시뮬레이터를 구성한다. 구성되는 시뮬레이터는 다수의 이산적인 경로를 사용하여 구성함으로써 복잡한 채널의 실제적인 특성을 잘 반영할 수 있으며, 채널의 통계적 특성을 나타내는 파라미터들을 이용하여 다양한 채널의 생성이 가능하도록 구성한다. 특히, 산란체들의 공간적인 분포에 따라 채널의 특성이 달라지기 때문에 산란체들의 입사각 분포와 세기를 고려하기 위한 파라미터가 첨가되며, 전파 음영의 시간-공간적인 변화폭 고려할 수 있도록 구성한다.

그림 3에서는 τ_i 의 시간 지연을 가지고 입사하는 l -번째 경로 그룹에서 n -번째 경로에 대한 시뮬레이터 블록

도를 나타낸다. <1>번 블록은 복소 가우시안 분포에 따라 신호의 세기를 발생시키는 독립적인 레일리 페이딩 현상을 모델링하는 블록이다. <2>번 블록은 각 경로 그룹내에서 중심각 θ_l 을 중심으로 각 확산 Δ_l 범위내에서 균일 분포를 갖는 입사각을 발생시키며, <3>번 블록은 <2>번 블록에서 발생된 입사각 θ_{nl} 에 따라, 식 (6)에서와 같이 d 와 λ 를 파라미터로하여 안테나 배열 응답 벡터를 발생시킨다. <4>번 블록은 전파 음영을 발생시키는 블록으로 θ_l 을 중심으로 Δ_l 범위내에서 균일한 입사각 분포를 갖는 l -번째 경로 그룹에서, 그림 2에서와 같이 입사각 θ_{nl} 에 따라 서로 다른 전파 음영을 받도록 구성하고 있다. 그림 4에서와 같이 경로 그룹

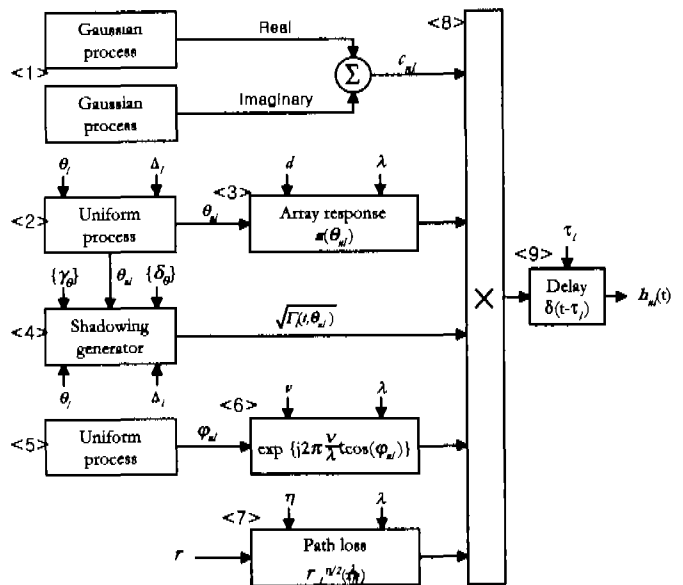


그림 3. 각 경로별 공간 채널 시뮬레이터의 구성도

당 J_l 개의 독립적인 전파 음영 특성을 각각의 $(\gamma_{l,j}, \delta_{l,j}, j=1, \dots, J_l)$ 값들을 사용하여 식 (5)에 따라 발생시키며, 식 (5)과 그림 4에 따라 발생된 전파 음영 특성은 각 경로의 입사각 θ_{nl} 에 해당하는 범위에 따라 J_l 개 중에서 하나가 선택되게 된다.

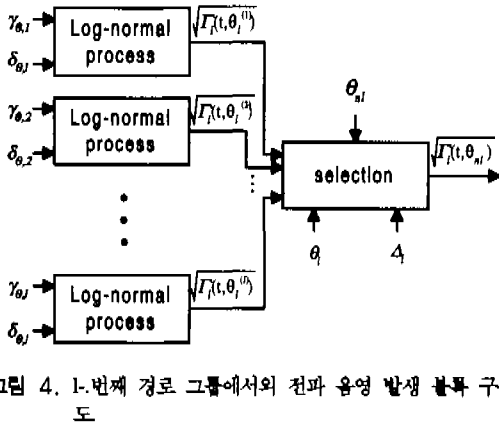


그림 4. l-번째 경로 그룹에서의 전파 음영 발생 블록 구성도

그림 4에서 각각의 대수정규 과정 (log-normal process) 발생 블록은 그림 5에서와 같이 평균이 0이며, 분산이 1인 랜덤 가우시안 과정을 발생시킨 후, 지수적으로 감소하는 시간적인 상관 특성을 모델링하기 위하여, 임펄스 응답이 지수적으로 감소하는 1차 저역 통과 필터를 통과하여 식 (5)에서 필요한 가우시안 프로세스 $\mu(t)$ 를 발생시키며, 전파 음영의 평균과 분산 값들을 조정하여 식 (5)에서와 같이 전파 음영을 결정하는 대수정규 과정을 발생시킨다. <5>번 블록은 이동체의 진행 방향과 산란체들이 이루는 각도 ψ_{nl} 를 $[-\pi, \pi)$ 범위에서 균일한 분포를 갖도록 발생시켜, 각 산란체에 의한 도플러 영향을 반영한다. <6>번 블록에서는 각 산란체에 의한 도플러 현상에 의한 주파수 천이를 모델링한 블록으로서, ν 와 λ 를 파라미터로 사용하여 식 (3)에 따라 구성된다. <7>번 블록은 경로 감쇄를 나타내는 부분으로 경로 거리, 감쇄 상수, 신호의 파장을 입력 파라미터로 사용한다. <1>에서 <7>번 블

록으로부터 발생된 특성들은 <8>번 블록에서 서로 결합되어 n, l -번째 독립적인 경로에 대한 채널의 임펄스 응답을 구성하며, <9>번 블록에서 경로 그룹에 따른 시간 지연의 영향을 반영한다. 마지막으로, 그림 3에서 발생된 각 경로별 채널 특성들은 그림 6에서 산란체들의 공간적인 분포 및 세기 분포에 따라서 가중 결합되어 하나의 경로 그룹을 구성한다.

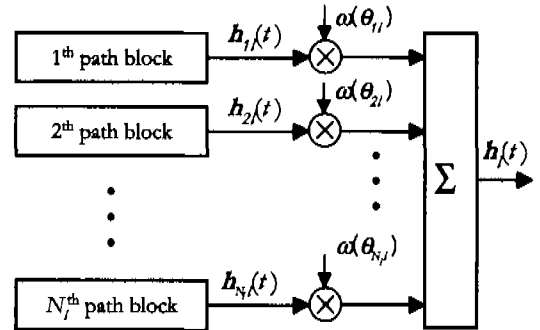


그림 6. l-번째 경로 그룹을 위한 공간 채널 시뮬레이터 구성도

V. 시뮬레이션 결과

본 절에서는 제 IV 절에서 구성한 시뮬레이터의 특성을 분석하고, 이론적인 결과들과 시뮬레이터를 이용한 결과들을 비교함으로써 시뮬레이터의 유효성을 입증하고 다양한 채널 환경하에서의 특성 변화를 분석한다.

제안된 채널 모델과 구성된 시뮬레이터의 특징을 분석하기 위하여 사용된 주요한 채널 파라미터들은 다음과 같다. 캐리어 주파수 $f_c = 1.8$ GHz, 최대 도플러 편이 $f_m = 100$ Hz, 경로 감쇄 상수 $\eta = 4$, 경로 그룹내의 경로수 $N_l = 100$, 독립적인 전파 음영 구간의 수 $J_l = 2$ 를 사용하였다. 또한, 전파 음영에 의한 공간적인 상관값의 변화를 분석하기 위하여 독립적인 페이딩 환경하에서 100번의 시뮬레이션 결과를 평균하였다.

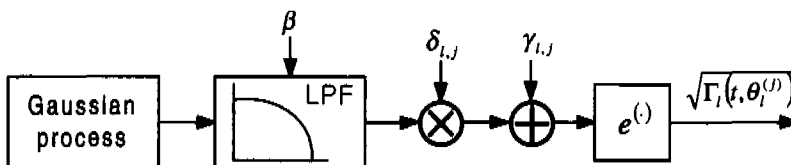


그림 5. 시간 상관적인 log-normal process의 발생 블록 구성도

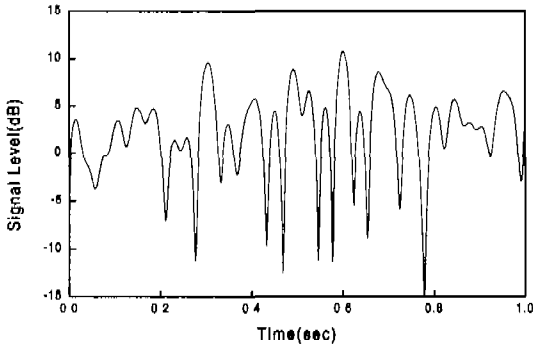


그림 7. 생성된 레일리 과정의 파형.

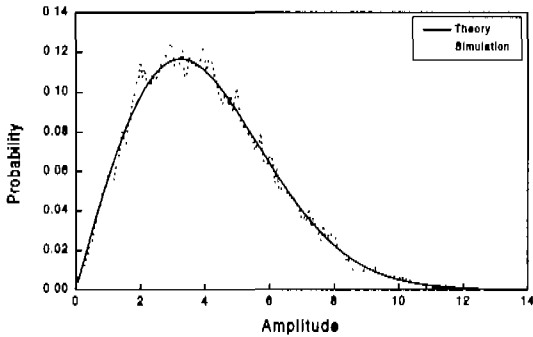


그림 8. 생성된 레일리 과정의 확률 밀도 함수.

그림 7과 8에서는 고속 페이딩에 의한 시간에 따른 신호레벨의 변화의 예와 그에 대한 분포함수이고, 그림 9과 10에서는 전파 음영에 의한 신호레벨의 변화의 예와 그에 대한 분포함수를 나타내었다. 그림 11에서는 제안된 채널 모델에서의 도플러 효과의 영향을 나타내었으며, 잘 알려진 바와 같이 'U'자 형의 스펙트럼을 형성함을 알 수 있다. 그림 7에서 그림 11까지의 결과들로부터 구현된 채널 시

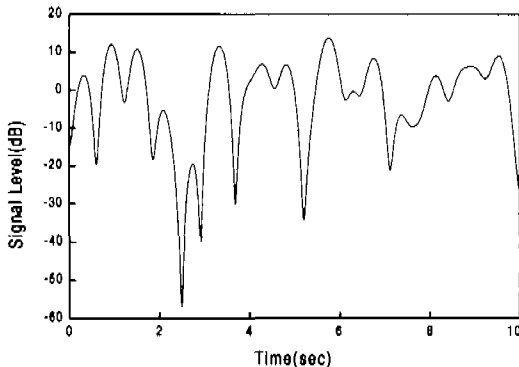


그림 9. 생성된 전파 음영 과정의 파형.

뮬레이터가 고속 페이딩과 전파 음영, 도플러 효과 등 기본적인 채널의 영향을 잘 반영하고 있음을 알 수 있다.

구성된 시뮬레이터의 유효성을 입증하기 위하여 시뮬레이션을 통하여 얻은 결과들을 이론적인 상관값들과 비교하였고, 그림 12에서 15까지의 결과들은 시간-공간적인 복소 상관값들을 절대값으로 나타낸 것이다.

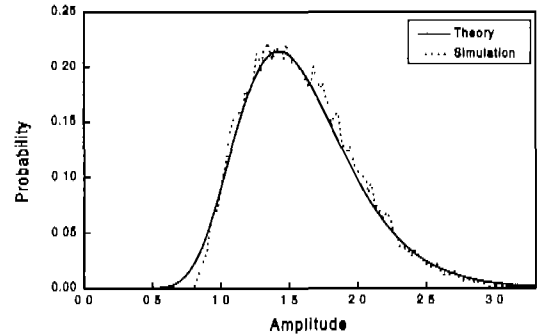


그림 10. 생성된 전파 음영 과정의 확률 밀도 함수.

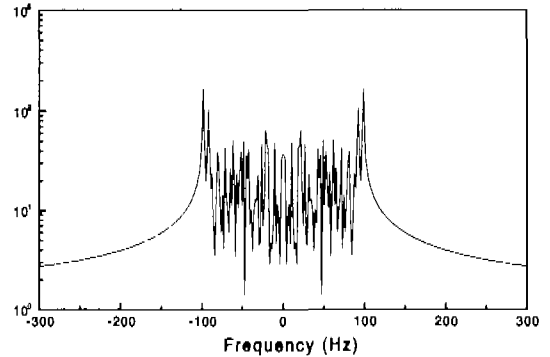
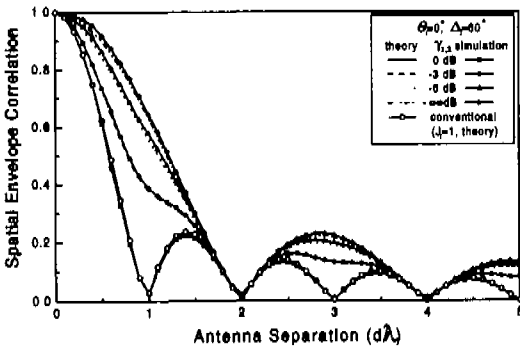


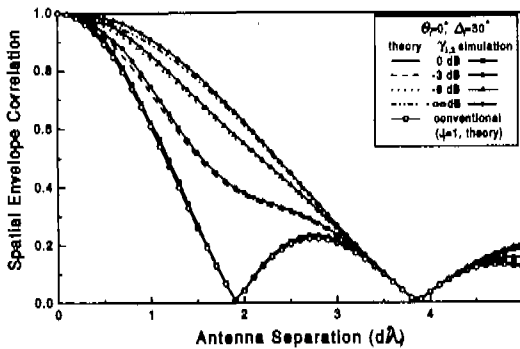
그림 11. 발생된 도플러 스펙트럼 샘플 ($f_d=100$ Hz).

그림 12과 13에서는 독립적인 전파 음영의 영향을 받는 경우, 공간적인 상관값의 변화를 나타내었다. 여기서 $\delta_{1,1}=\delta_{1,2}=1$ (0 dB)을 사용하였으며, $\gamma_{1,1}$ 의 크기를 1로 고정하고, $\gamma_{1,2}$ 의 값을 $\gamma_{1,1}$ 에 상대적으로 0, -3, -6, $-\infty$ dB로 변화하면서 공간적인 상관값을 구하였다. 그림 12에서 시뮬레이터를 통하여 얻은 상관값들과 이론적으로 얻은 상관값들이 거의 일치하고 있음을 알 수 있다. 기존의 전파 음영 구간이 하나인 채널 모델에서는 그림 12의 $\gamma_{1,2}=0$ dB 인 경우와 거의 같은 결과를 얻을 수 있었으며, 각 확산이 30° 인 경우에는 각 확산이 6

0° 이고 $\gamma_{1,2} = -\infty$ dB 인 경우와 비슷한 값을 얻을 수 있었다. 전파 율영의 공간적인 분포를 고려한 경우, 전파 율영의 평균 세기의 차에 따라서 공간적인 분포를 고려하지 않는 경우보다 상관값이 증가하는 것을 볼 수 있다. 이것은 전파 율영의 영향이 큰 쪽에서 입사하는 신호가 수신기에 입사하는 신호에 지배적인 영향을 미치기 때문이다. 제안된 채널 모델에서는 독립적인 전파 율영 구간들의 개수를 늘리고 각 구간에서의 평균값과 분산값들을 조절함으로써 임의의 전파 율영 분포를 모델링할 수 있다. 따라서, 전파 율영의 공간적인 분포의 영향은 상당히 크다는 것을 알 수 있으며, 채널 모델에서 반드시 고려되어야 한다는 것을 알 수 있다.



(a) $\theta_1=0^\circ, \Delta_1=60^\circ$



(b) $\theta_1=0^\circ, \Delta_1=30^\circ$

그림 12. 전파 율영의 평균 전력 차이에 따른 공간적인 상관값의 변화 (균일 세기 분포).

그림 13은 그림 12 (a)와 같은 조건에서 수신신호의 세기 분포가 평균이 0이며 표준 편차가 30° 인 가우시안 분포를 이루는 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 12에서와 마찬가지로 전파 율영의 영향이 달라지면, 공간적인 상관값이 달라지는

것을 볼 수 있으며, $\Delta_1=60^\circ$ 인 세기 분포가 균일한 분포인 경우와 비교하면, 입사하는 신호들이 $\theta_1 (=0^\circ)$ 을 중심으로 집중되어 입사하기 때문에 안테나 사이의 거리에 따른 상관값들이 다소 증가하는 것을 알 수 있다. 따라서, 구성된 시뮬레이터를 이용하여 임의의 신호세기 분포나 임의의 전파 율영 분포하에서의 공간적인 상관 특성을 분석할 수 있다.

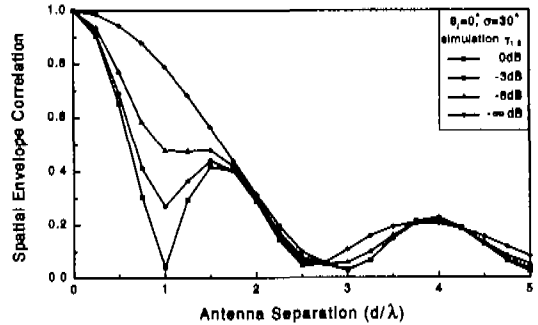


그림 13. 전파 율영의 평균 전력 차이에 따른 공간적인 상관값의 변화 (가우시안 세기 분포). ($\theta_1=0^\circ, \sigma=30^\circ$).

그림 14에서는 광대역 신호가 입사하는 경우에 대한 공간적인 상관값의 변화를 나타내었다. 이론적인 상관값의 변화를 분석하기 위해서, 3개의 경로 그룹이 존재하며, 다음과 같은 파라미터들을 사용하였다. 즉, $(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = (10, 20, 30 \mu s)$, $(\theta_1, \theta_2, \theta_3) = (10^\circ, 45^\circ, 60^\circ)$, $(\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3) = (30^\circ, 20^\circ, 10^\circ)$ 이며, 각 경로 그룹에서의 신호의 세기 분포는 균일하다고 가정하였다. 이 결과로부터, $L=1$ 인 경우, 각각의 경로 그룹의 공간적인 상관값들에 비하여 $L=3$ 인 경우의 상관값이 낮아지는 것을 알 수 있다. 이 결과는 다수의 경로 그룹에 해당하는 신호들이 상호간에 독립이므로 안테나 사이의 거리에 따라 신호의 특성의 변화가 많아 거리에 따른 상관성이 줄어들음을 의미한다.

다음으로 제안된 채널 모델에서의 전파 율영에 의한 시간적인 상관값의 변화를 살펴본다. 그림 15에서 실선은 이론적으로 구한 시간적인 상관값을 나타내며, 점으로 나타난 각 점은 제 IV 절에서 구성한 시뮬레이터를 통하여 얻은 값들이다. 시뮬레이션 결과를 얻기 위하여 최대 Doppler 주파수의 8배인 800 Hz로 샘플링하여 100초 동안의 샘플들을 취하여 평균하였다. 그림 15로부터, 이론적인 값과

시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 알 수 있으며, 전파 음영에 의한 시간적인 상관값은 전파 음영의 시간적인 변화의 정도가 Doppler rate에 비하여 느리므로 크게 변하지 않음을 알 수 있다. 따라서 수신된 신호의 시간적인 상관값 역시 전파 음영에 의해 크게 영향을 받지 않으나, 상관값이 약간 감소하게 된다.

본 논문에서는 제안된 채널 모델을 바탕으로 수신단에 입사하는 신호의 이론적인 시간-공간적인 상관값을 계산하였고, 구현된 시뮬레이터를 통하여 얻은 결과와 비교함으로써 시뮬레이터의 유효성을 입증하였다.

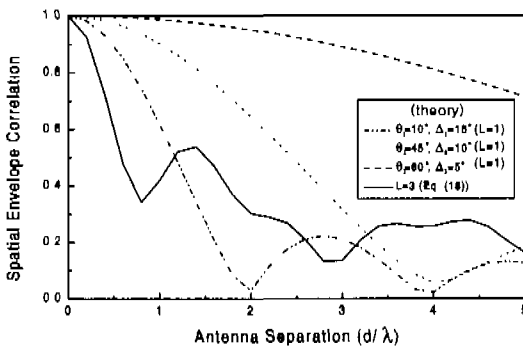


그림 14. L=3 인 경우의 상관값의 변화.

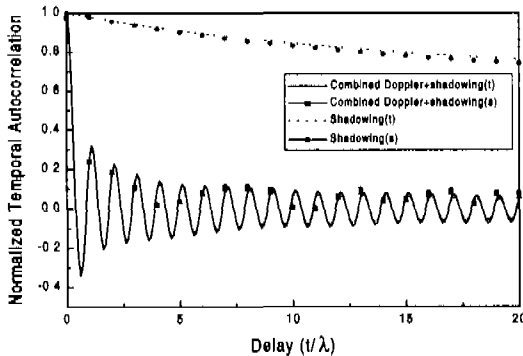


그림 15. 전파 음영 모델과 전파 음영과 도플러가 결합된 모델의 시간적인 상관값의 변화 (t:이론, s:실험).

VI. 결론

본 논문에서는 안테나 배열을 사용하는 통신 시스템을 위한 일반화된 벡터 채널을 모델링하였다. 제안된 채널 모델에서는 실제적인 채널에서 발생할 수 있는 경로 감쇄와 전파 음영의 시간-공간적인 변

화, 다중경로 페이딩, 도플러 현상, 국지적인 산란체들의 공간적인 분포와 지배적인 원격 산란체들에 의한 지연 확산 등의 모든 영향들을 통계적인 파라미터들을 이용하여 표현하였다. 실제적인 환경을 반영하기 위해 이산적인 경로 모델을 사용하였으며, 채널을 통한 각각의 이산적인 경로는 독립적인 전파 음영과 페이딩, 도플러 영향을 받도록 하였다.

제안된 모델을 통하여 수신되는 신호들에 대한 시간-공간적인 상관값에 대한 관계식을 유도하였으며, 제안된 채널 모델을 바탕으로 공간 채널 시뮬레이터를 구성하였다. 이론적인 상관값과 시뮬레이터를 통하여 얻은 결과를 비교함으로써 시뮬레이터의 유효성을 검증하였다. 제안된 시뮬레이터와 이론적인 결과들을 이용하면 시스템이 동작하는 채널 환경에 따라 적용 배열 시스템을 사용할 것인지 다이버시티 특성을 이용할 것인지에 대한 결정을 내릴 수 있다. 이 외에도 본 시뮬레이터를 이용하여 CIR (carrier-to-interference power ratio), 전력-지연-방향 단면도 (power-delay-direction profile) 등의 채널에 관한 다양한 정보를 얻을 수 있으며, 최적의 광대역 통신 시스템을 설계하기 위한 기초자료로 활용이 가능하다.

부록 A

본 부록에서는 제안된 채널 모델에 대한 공간적인 상관값을 계산하는 식을 유도한다. 먼저, 제안된 채널 모델을 통한 수신신호는 식 (8)로 표현될 수 있으며, 이 식으로부터 공간적인 상관값을 유도한다. 기준 안테나와 기준 안테나로부터 거리 d 만큼 떨어진 두 번째 안테나에 수신된 신호를 각각 $r_0(t)$, $r_1(t)$ 라고 하면, 식 (8)로부터 $L=1$ 인 경우에 각 안테나의 수신 신호는 (A-1)과 (A-2)와 같이 표현할 수 있다.

문제를 단순화하기 위하여, 입사 신호의 세기 분포는 균일하며 ($w(\theta_n)=1$), 서로 독립적인 전파 음영 구간이 2개 ($J_l=2$)이고, 각 구간으로 입사하는 경로들의 수는 동일하다고 가정한다. 제 II 절에서 각 경로 그룹내에서의 다중경로 신호들은 서로 독립적인 페이딩을 받는다고 가정하였다. 따라서, 거리 d 만큼 떨어진 두 신호간의 공간적인 상관값은 식 (8)와 (9)으로부터 다음과 같이 표현된다.

$$\rho_{n,l}(d) = \frac{E[r_0(t) \times r_1^*(t)]}{\sqrt{E[|r_0(t)|^2] \cdot E[|r_1(t)|^2]}} \quad (A-3)$$

$$r_0(t) = \frac{1}{r_f^{1/2}} s(t) \sum_{n=1}^{N_f} u(\theta_{nd}) c_{nd} \exp(j\omega_m t \cos \phi_{nd}) \sqrt{\Gamma_1(t, \theta_{nd})} \quad (\text{A-1})$$

$$r_1(t) = \frac{1}{r_f^{1/2}} s(t) \sum_{n=1}^{N_f} u(\theta_{nd}) c_{nd} \exp(-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_{nd}) \exp(j\omega_m t \cos \phi_{nd}) \sqrt{\Gamma_1(t, \theta_{nd})} \quad (\text{A-2})$$

$$\rho_{D, I, \text{sum}}(d) = E[r_0(t) \times r_1^*(t)] \quad (\text{A-4})$$

$$= \frac{1}{r_f} E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} E[c_{nk} c_{nk}^*] \exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_{nk}) \quad (\text{A-5})$$

$$\times E[\exp(j\omega_m t (\cos \phi_{nk} - \cos \phi_{nk}))] E[\sqrt{\Gamma_1(t, \theta_{nk})} \sqrt{\Gamma_1(t, \theta_{nk})}]$$

$$\rho_{D, I, \text{sum}}(d) = \frac{1}{r_f} S \left\{ m_1^2(l) \sum_{n=1}^{N_f/2} E[\exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_{ni}^{(1)})] + m_2^2(l) \sum_{n=N_f/2+1}^{N_f} E[\exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_{ni}^{(2)})] \right\}, \quad (\text{A-9})$$

$$= \frac{1}{r_f} S \left[m_1^2(l) \frac{N_f}{2\Delta_s} \int_{\theta^{(1)} - \frac{\Delta_s}{2}}^{\theta^{(1)} + \frac{\Delta_s}{2}} E[\exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta)] d\theta + m_2^2(l) \frac{N_f}{2\Delta_s} \int_{\theta^{(2)} - \frac{\Delta_s}{2}}^{\theta^{(2)} + \frac{\Delta_s}{2}} E[\exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta)] d\theta \right]$$

$$\int_{\theta^{(1)} - \frac{\Delta_s}{2}}^{\theta^{(1)} + \frac{\Delta_s}{2}} \exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin x) dx \quad (\text{A-9})$$

$$= \left\{ J_0\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right) \frac{1}{2l} (\sin 2K \theta_i^{(1)} + \Delta_s/2) - \sin 2K \theta_i^{(1)} - \Delta_s/2 \right\}$$

$$+ 2j \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right) \frac{1}{2l+1} (\cos(2l+1)(\theta_i^{(1)} + \Delta_s/2) - \cos(2l+1)(\theta_i^{(1)} - \Delta_s/2))$$

$$\int_{\theta^{(2)} - \frac{\Delta_s}{2}}^{\theta^{(2)} + \frac{\Delta_s}{2}} \exp(j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin x) dx \quad (\text{A-10})$$

$$= \left[\left\{ J_0\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right) \frac{1}{2l} (\sin 2K \theta_i^{(2)} + \Delta_s/2) - \sin 2K \theta_i^{(2)} - \Delta_s/2 \right\} \right.$$

$$\left. + 2j \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right) \frac{1}{2l+1} (\cos(2l+1)(\theta_i^{(2)} + \Delta_s/2) - \cos(2l+1)(\theta_i^{(2)} - \Delta_s/2)) \right]$$

먼저, 분자항을 계산하면 신호와 페이딩, 도플러, 전파 음영 현상은 서로 독립이므로 식 (A-4)와 같다. 여기서, c_{nl} 은 평균이 0, 분산이 1인 복소 가우시안 분포를 가지므로, $E[c_{nk} c_{nk}^*] = \delta(n-k)$ 라고 표현할 수 있다. 독립적인 전파 음영의 영향을 받는 두 구간에 입사하는 경로의 수가 각각 $N_f/2$ 개씩 동일하다고 가정하면, 식 (11)와 (12)의 두 전파 음영 과정의 평균값을 이용하여 식 (A-5)와 같이 전개할 수 있다. 여기서,

$$S = E[|s(t)|^2], \quad (\text{A-6})$$

$$m_1^2(l) = E[\Gamma_1(t, \theta^{(1)})] = e^{2\gamma_{11}} (1 + 2\delta_{11}^2), \quad (\text{A-7})$$

$$m_2^2(l) = E[\Gamma_1(t, \theta^{(2)})] = e^{2\gamma_{12}} (1 + 2\delta_{12}^2) \quad (\text{A-8})$$

이제 식 (A-5)에서 사용된 적분을 구해보면, 식 (A-9)와 같이 구할 수 있다. 또한, 같은 방법으로 (A-10)을 얻을 수 있다.

식 (A-3)의 분모항은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E[|r_0(t)|^2] = E[r_0(t) r_1^*(t) |_{d=0}], \quad (\text{A-11})$$

$$= \frac{1}{r_f} S [m_1^2(l) + m_2^2(l)] \frac{N_f}{2}, = E[|r_1(t)|^2].$$

$$\text{Re}\{R_i^{(1)}(d, \theta_i^{(1)}, \Delta_s)\} = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{2k\Delta_s} \left[\sin 2k\left(\theta_i^{(1)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \sin 2k\left(\theta_i^{(1)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right]. \quad (\text{A-13})$$

$$\text{Im}\{R_i^{(1)}(d, \theta_i^{(1)}, \Delta_s)\} = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{(2k+1)\Delta_s} \left[\cos(2k+1)\left(\theta_i^{(1)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \cos(2k+1)\left(\theta_i^{(1)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right]. \quad (\text{A-14})$$

$$\text{Re}\{R_i^{(2)}(d, \theta_i^{(2)}, \Delta_s)\} = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{2k\Delta_s} \left[\sin 2k\left(\theta_i^{(2)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \sin 2k\left(\theta_i^{(2)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right]. \quad (\text{A-15})$$

$$\text{Im}\{R_i^{(2)}(d, \theta_i^{(2)}, \Delta_s)\} = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \frac{1}{(2k+1)\Delta_s} \left[\cos(2k+1)\left(\theta_i^{(2)} + \frac{\Delta_s}{2}\right) - \cos(2k+1)\left(\theta_i^{(2)} - \frac{\Delta_s}{2}\right) \right]. \quad (\text{A-16})$$

식 (A-6)과 (A-10)로부터 정리하면, 입사 신호의 공간적인 상관값은

$$\rho_{D_s}(d) = \frac{m_1^2(l)R_i^{(1)}(d) + m_2^2(l)R_i^{(2)}(d)}{m_1^2(l) + m_2^2(l)}. \quad (\text{A-12})$$

여기서, $R_i^{(1)}(d)$, $R_i^{(2)}(d)$ 는 식 (A-13)-(A-16)에 나타내었다. 그리고, $J_k(\cdot)$ 는 제1종 k 차 베셀(Bessel) 함수이다.

위의 결과식들에서 $R_i^{(1)}(d)$ 와 $R_i^{(2)}(d)$ 는 각각의 전파 음영 구간에서의 상관값들이다. 위의 결과로부터 두 개의 독립적인 전파 음영을 고려할 경우의 공간적인 상관값은 두 범위에서의 상관값의 평균 전력 감쇄에 따른 가중 산술 평균값으로 주어지는 것을 알 수 있다. 독립적인 전파 음영 구간의 수가 다수인 경우, 식 (A-12)에서의 결과로부터 확장이 가능하며, 독립적인 구간의 수가 J_i 개일 경우, 공간적인 상관값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\rho_{D_s}(d) = \frac{\sum_{i=1}^{J_i} m_i^2(l)R_i^{(i)}(d)}{\sum_{i=1}^{J_i} m_i^2(l)}. \quad (\text{A-17})$$

참고 문헌

[1] D. M. Matic, H. Harada and R. Prasad, "Indoor and Outdoor Frequency Measurements for mm-waves in the Range of 60 GHz," in *Proc. VTC'98*, vol. 1, pp. 567-571, May 1998.

[2] G. J. M. Janssen, P. A. Stigter, and R. Prasad, "Wideband Indoor Channel Measurements and BER Analysis of Frequency Selective Multipath Channels at 2.4, 4.75, and 11.5 GHz," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, no. 10, pp.

1272-1287, Oct. 1996.

[3] T. Manabe, Y. Miura, and T. Ihara, "Effects of Antenna Directivity and Polarization on Indoor Multipath Propagation Characteristics at 60 GHz," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 14, no. 3, Apr. 1996.

[4] G. Lombardi, V. Degli-Esposti, and C. Passerini, "Wideband Measurement and Simulation of the DECT Indoor Propagation Channel," in *Proc. VTC'98*, vol. 1, pp. 11-15, May 1998.

[5] D. Dardari, L. Minelli, V. Tralli, and O. Andrisano, "Fast Ray-Tracing Characterisation of Indoor Propagation Channel at 60 GHz," in *Proc. VTC'97*, vol. 2-B, pp. 989-993, May 1997.

[6] C. F. Yang, B. C. Wu, and C. J. Ko, "A Ray-Tracing Method for Modeling Indoor Wave Propagation and Penetration," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 6, pp. 907-919, June 1998.

[7] J. Fuhl, A. F. Molisch, and E. Bonek, "Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with Smart Antennas," *Proc. IEE, Radar, Sonar, Navigation*, vol. 145, no. 1, pp. 32-41, Feb. 1998.

[8] A. F. Naguib, "Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks," *Ph. D. Thesis, Stanford Univ.*, Aug. 1996.

[9] P. Petrus, J. H. Reed, and T. S. Rappaport, "Geometrically Based Statistical Channel Model for Macrocellular Mobile Environments," in *Proc. GLOBECOM'96*, vol. 2, pp.

1197-1201, Nov. 1996.

[10] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "A Geometrically Based Model for Line-of-Sight Multipath Radio Channels," in *Proc. VTC'96*, vol. 2, pp. 844-848, Apr. 1996.

[11] T. A. Chen, W. Y. Kuo, P. Flitz and M. D. Zoltowski, "A Space-Time Model for Frequency Nonselective Fading Channels with Applications," in *Proc. GLOBECOM'97*, vol. 1, pp. 389-393, Nov. 1997.

[12] T. Zwick, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "A Statical Channel Model for Indoor Environments Including Angle of Arrival," in *Proc. VTC'98*, vol. 1, pp. 615-619, May 1998.

[13] M. Lu, T. Lo, and J. Litva, "A Physical Spatio-Temporal Model of Multipath Propagation Channels," in *Proc. VTC'97*, vol. 2, pp. 810-814, May 1997.

[14] I. Oppermann, J. Graham, and B. S. Vucetic, "Modeling and Simulation of an Indoor Radio Channel at 20 GHz," in *Proc. GLOBECOM'95*, vol. 1, pp. 744-748, Dec. 1995.

[15] M. Patzold and F. Laue, "Statistical Properties of Jakes' Fading Channel Simulator," in *Proc. VTC'98*, vol. 2, pp. 712-718, May 1998.

[16] C. P. Vega, J. L. Garcia, and J. M. L. Higuera, "A Simple and Efficient Model for Indoor Path-Loss Prediction," *Meas. Sci. & Tech.*, vol. 8, no. 10, pp. 1166-1173, Oct. 1997.

[17] S. Ichitsubo, T. Furuno, and R. Kawasaki, "A Statistical Model for Microcellular Multipath Propagation Environments," in *Proc. VTC'97*, vol. 1, pp. 61-66, May 1997.

[18] R. B. Ertel, and P. Cardieri, "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems," *IEEE Personal Comm.*, vol. 5, no. 1, pp. 10-22, Feb. 1998.

[19] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, New York: Prentice-Hall PTR, 1996.

[20] M. Patzold, U. Killat, and F. Laue, "A Deterministic Digital Simulation Model for Suzuki Processes with Application to a Shadowed Rayleigh Land Mobile Radio

Channel," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 45, no. 2, May 1996.

[21] P. Taaghoh and R. Tafazolli, "Correlation Model for Shadow Fading in Land Mobile Satellite Systems," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 15, pp. 1287-1288, July 1997.

오 성 근(Seong Keun Oh)

정회원

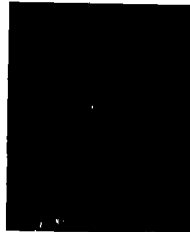
현재 : 아주대학교 전자공학부 부교수.

한국통신학회 논문집 제 21권 2호 참조

<주관심 분야> 스마트 안테나, 채널 모델링, 고속 디지털 모뎀, Space-Time 코딩, IMT-2000 간섭제거기 등.

류 원 형(Won Hyung Ryu)

정회원



1998년 2월 : 아주대학교 전자공학과 졸업 (공학사).

2000년 2월 : 아주대학교 전자공학부 졸업 (공학석사).

<주관심 분야> Smart Antenna 시스템, 채널 모델링, DS-CDMA 포착 시스템 등.