

무선통신 채널 시뮬레이션 및 모델링

권순만, 이종무, 김춘경, 천종민, 박민국
한국전기연구원

A Simulation and Modeling of Wireless Communication Channel

Soonman Kwon, Jongmoo Lee, Choon Kyung Kim, Jong Min Cheon, Min Kook Park
Korea Electrotechnology Research Institute

Abstract - 본 논문에서는 상용 무선통신에서 시변 채널 특성을 고려한 신호 부공간 특성 변화의 구체적인 시뮬레이션 방법의 예와 이 시뮬레이션 시나리오 및 결과의 타당성을 검토하기 위한 비교 분석 모델로서, 다중 접속 통신에서 수신단의 안테나에 센서 어레이를 이용한 경우에서의 수신 신호 모델의 예를 제시한다.

1. 서 론

오랜 이론적인 연구 배경을 토대로 성장해 온 무선통신 기술은 1990년대 에 이르러 디지털 신호처리 기술이 급격히 발달함에 따라 그 기술에 적합한 다양한 이산시간 채널 모델들이 제시되었고 실측 기술이 발달함에 따라 실제와 이론과의 차이를 실제 경험함에 따라 기존의 일반적인 수학적 모델의 한계성을 극복하기 위해 다양한 환경적인 특성들을 고려한 모델들이 다양하게 제시되었다[1],[2].

미국의 일부 대학들은 실측 데이터를 확보하여 수학적 모델과 실측자료와의 상관성을 분석하고 보다 정확한 수학적 모델을 도출하기 위해 많은 노력을 기울였다. 하지만 환경적인 요인으로 빠른 시변 특성을 가지고 있는 무선 이동통신의 특성을 수학적으로 표시하는 데는 근원적인 어려움이 있어 새로이 블라인드 신호처리 기술이 활발히 연구되기 시작하였다[3].

본 논문에서는 실제 현장의 무선통신 데이터의 수집이 어려움을 고려하여 상용 무선통신에서 사용하는 물리적인 값들을 고려하여 컴퓨터상에서 실제와 가까운 시나리오를 통한 시뮬레이션을 수행하여 수학적 모델과의 차이를 평가하기 위한 일련의 방법을 제시하고자 한다.

본문에서는 먼저 기지국에서 수신되는 신호의 전달 특성을 고려한 모의 시나리오 구성 내용을 설명하고 그에 따른 시뮬레이션 방법을 제안한 후 이 시뮬레이션 결과와 비교 검토를 위한 수학적 상세 모델을 제시한다.

2. 본 론

2.1 무선 채널의 변화율

일반적으로 상용 이동통신에서의 무선 채널의 시변 특성은 사용자의 움직임에 기인한다. 이산 신호처리를 이용하는 경우에는 이 변화율을 신호 처리에 필요한 데이터 셋(set)의 샘플링 구간에 대해서 고려하는 것이 좋다. 채널이 얼마나 빨리 변화하는지를 실질적인 수치로 알아보기 위해 코드분할 다중중수신 시스템에 대해 고찰해 보자.

상용 이동통신에서 쓰이는 코드분할다중중수신 시스템에서는 N_s [bps]로 생성되는 각 심볼(symbol)에 대해 N_p 비트(bit)의 PN(pseudo-number) 시퀀스가 존재한다. 만약 수신단에서 수신하여 복조된 신호를 심볼 주기로 샘플링한다고 가정하면 N 비트의 샘플링을 위해 소요되는 시간 T_N 은

$$T_N = \frac{N}{N_s N_p} \quad (1)$$

초로 주어진다.

송신자가 V [km/s]의 속도로 도로를 따라 움직인다고 가정하고 도로변의 건물들의 폭을 L_B 미터로 가정하자. 또한 도로를 따라 각 구역별로 N_B 개의 빌딩이 있다고 하면 하나의 건물을 지나가는 데 걸리는 시간 T_B [초]는

$$T_B = \frac{1000 L_B V}{3600} \quad (2)$$

가 된다. 그런데 QUALCOMM의 초기 코드분할다중중수신 시스템[4]에서는 $N_s = 9600, N_p = 128$ 이므로

$$T_N \approx 8.138 \times 10^{-7} N \quad (3)$$

으로 된다.

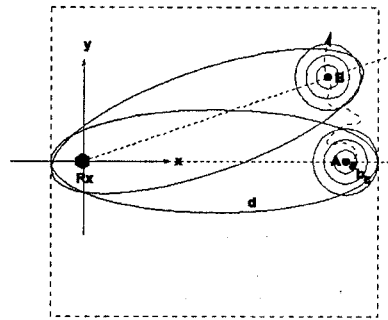
여기서 $V = 60, N = 100$ 으로 두면 (3)에서 주어진 T_N 시간동안 송신자는 1.356 [mm]를 이동한다. 이 사실을 통하여 우리는 상기한 경우에는 수신단에서 100개의 샘플링을 하는 경우에 채널은 변화가 없을 것이며(단, 주위에 고정된 반사체만이 존재하는 경우임), 심지어 10000개의 샘플링을 하는 경우에도 채널은 시불변으로 해석하여도 타당하다고 할 수 있다. 그러나 채널은 미시적으로 끊임없이 변화하고 있는 것은 사실이며 이것이 누적되면 거시적으로는 완전히 다른 채널로 바뀌게 된다.

컴퓨터를 이용하여 미시적인 채널 변화를 정확히 시뮬레이션하는 것은

쉽지 않다. 따라서 여기서는 우리가 살고 있는 주위환경의 특성을 고려하여 사용자가 5 미터 이내를 이동시에는 산란체(scatterer)들의 파라미터가 일정하다고 가정한다.

2.2 시뮬레이션 시나리오

다음 그림 1에 통신 시나리오를 나타내었다. 그림에서 Rx는 기지국(base station)을 나타내며 A, B는 각각 이동중인 한 사용자의 서로 다른 시각에서의 위치를 나타낸다.



<그림 1> 시뮬레이션 시나리오

그림에서 보는 바와 같이 사용자는 점선과 같은 궤적으로 움직인다고 가정하며 a, b, c는 각각 사용자의 위치를 중심으로 한 원형 영역을 표시한다. 그림에서 d를 포함하는 타원 영역을 표시하는데 이 경우 a, b, c의 영역은 포함하지 않는다.

의의 시각 영역내의 N_{SC} 개의 산란체들의 위치를 정하는 것은 실질적인 분포 데이터로부터 도출한 근사 분포함수를 사용하면 된다. 산란체의 개수를 많이 고려할수록 산란체의 분포는 균일분포에 가까워질 것이므로 이것을 이용하면 된다. 또한 컴퓨터로 무작위로 발생된 산란체들 중 위의 그림에서 송신자가 속하는 타원내의 산란체들이 지배적인 영향을 미치므로 시뮬레이션에서는 이 타원내의 산란체들의 영향만을 고려한다.

따라서 영역 a, b, c는 이동 중인 사용자에 대해 국지적인 산란체들이 어떻게 영향을 미치는가를 모의하기 위해 사용된다. 이것은 결국 이 시스템의 시변 특성을 모의하는 것으로서 시뮬레이션에서 a, b, c의 각 영역에서의 산란체 수는 각 영역에서 서로 다른 변화율로 임의로 발생한다. 그 이유는 사용자가 이동함에 따라 그 위치에 영향을 미치는 지배적인 산란체의 수도 임의로 변화하기 때문이다. 또한 사용자와 산란체와의 거리에 따르는 영향을 고려해야 하는데 여기서는 사용자로부터 각 영역까지의 거리에 지수함수적으로 반비례하도록 변화율을 설정한다. 각 영역 a, b, c에서의 변화율을 각각 R_a, R_b, R_c 라고 하자. 지수적인 변화율을 고려하면 $R_b = \ln R_a, R_c = \ln R_b = \ln(\ln R_a)$ 가 된다.

이 변화율은 오직 사용자의 이동속도에 의존하는데 예를들면 영역 a에서의 산란체들의 위치를 시속 60 [km/s]의 사용자가 5 미터 움직일 때마다 새로이 정하는 경우 이것은 시간상으로 0.3초에 해당이 되며 따라서 R_a, R_b, R_c 는 각각 3.3, 1.2, 0.19 배/초가 된다.

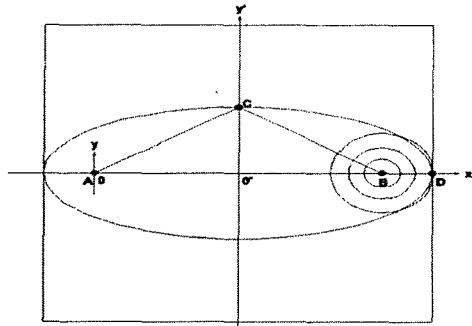
2.3 통신 채널 시뮬레이션 파라미터

통신 채널의 물리적인 값들을 정의하기 위하여 다음 그림 2의 경우를 고려해 보자.

그림에서 두 지점 A, B 사이의 거리를 d_{TR} 이라 하면 타원 영역내의 전송 경로만을 대상으로 하므로 한번 굴절된 신호의 최대 지연시간 τ_m 은

$$\tau_m = \frac{2\sqrt{\left(\frac{d_{TR}}{2}\right)^2 + O'C^2}}{V_c} \quad (4)$$

로 나타낼 수 있다(V_c 는 전자파의 전파속도로써 m/초).

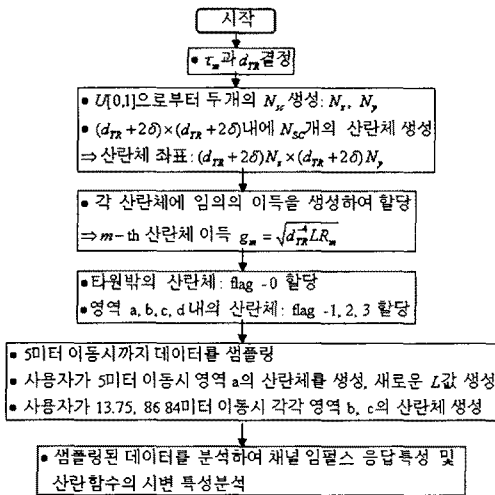


〈그림 2〉 유효 타원 통신 채널 영역(사각 영역의 크기는 $(d_{TR} + 2\delta) \times (d_{TR} + 2\delta)$, $\delta = OD - OB$)

따라서 d_{TR} 과 τ_m 이 주어지면 OC 와 OD 는 각각

$$OC = \frac{\sqrt{V_c^2 \tau_m^2 - d_{TR}^2}}{2}, \quad OD = \sqrt{\left(\frac{d_{TR}}{2}\right)^2 + OC^2} \quad (5)$$

미터로 주어진다. 또한 각 원형영역의 밴드 폭은 $\frac{\delta}{3}$ 등과 같이 설정하여 사용한다.



〈그림 3〉 시뮬레이션 흐름도

그림 3의 흐름도의 내용에서 m 번째의 산란체의 이득의 계산 식에서 L 은 로그 정규분포를 가지는 shadowing 손실을 표시하며 R_m 은 m 번째 산란체의 반사 이득을 나타낸다. 일반적으로 많이 사용되는 L 의 특성은 $10 \log(L) \sim N(0, \sigma_{dB}^2)$ 인데 여기서 채널 주위환경에 의존하는 값인 σ_{dB} 는 대략 5~10 [dB]이다. 시뮬레이션에서 L 은 5미터 범위 내에서는 일정하다고 가정하였다. 그리고 R_m 에 대해서는 $\sum_m R_m^2 = 1$ 이 되도록 정규화하여 사용한다.

그림 3의 시뮬레이션을 통해 확인하고자 하는 것은 3가지 레벨의 신호 부공간 변화이다. 즉, 영역 a내의 산란체가 변화되었을 시에 생기는 미시적인(microscopic) 특성, 영역 a와 b내의 산란체가 변화되었을 때에 예상되는 반미시적인(semi-microscopic) 특성, 마지막으로 a, b, c 전 영역에 걸쳐서 산란체의 변화가 수반되었을 때에 특정될 수 있는 거시적인(macroscopic) 특성을 분석해 볼 수 있다고 생각된다.

상기한 시나리오에 대한 컴퓨터 시뮬레이션은 진행 중이며 앞으로 그 결과를 실제 현장에서 얻은 데이터와 비교하여 타당성을 확인해 보고자 한다.

2.4 수학적 모델

앞에서 설명한 시뮬레이션에서 얻은 수신단에서의 샘플 데이터의 비교 해석을 위해서는 수학적 등가 모델이 필요하다. 특히 채널 용량을 늘리고 수신특성을 높여주는 것으로 확인된 센서 어레이의 기지국에서의 활용[3, 4, 5]은 앞으로 그 다양한 응용 기술 개발이 크게 기대된다. 따라서 여기서는 센서 어레이를 수신단에 채용한 경우에 대한 이산 시간 모델을 고려해 보기로 한다.

일반적으로 사용자로부터 전송된 신호 $s(t)$ 에 대해 기지국의 수신측 센서 어레이에서의 k 번째의 센서에서의 복조된 수신신호 $r_k(t)$ 는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$r_k(t) = \sum_{m=1}^M g_m(t) s(t - \frac{d_{mk}}{V_c}) G_k \quad (6)$$

식(6)에서 d_{mk} 는 m 번째 산란체를 거쳐온 신호의 전파 거리를 나타내며, G_k 는 k 번째 센서의 이득을 표시한다. 모델 도출에 사용되는 선제 어레이는 이상적인 배치를 가진 선형 센서 어레이의 경우를 가정하며 각 센서의 이득은 편의상 1로 둔다.

코드분할다중 송수신 시스템에서의 전송 신호는

$$s(t) = \left\{ e^{j(2\pi f_c t + \beta)} \sum_i h_i p(t - iT_b) \right\} e^{-j2\pi f_c t} \quad (7)$$

로 표시할 수 있다. 여기서 β 는 송신단 캐리어(carrier)의 수신단 복조 캐리어 파형과의 위상차이며 $b_i \in \{+1, -1\}$, $T_b = \frac{1}{N_s N_p}$, $p(t)$ 는 RCRO(raised cosine-rolloff filter)의 임펄스 응답과 같은 펄스파형을 나타낸다. 그러나 여기서는 대역폭이 주관심사가 아니므로 $p(t)$ 를 구형파로 둘 수 있다. 따라서 시각 nT , $nT \equiv (n + \frac{1}{2})T_b$, $n = 1, 2, 3, \dots$ 에서의 샘플링된 신호 $r_k(nT)$ 는

$$r_k(nT) = \sum_{m=1}^M g_m(nT) e^{j(-\frac{2\pi f_c d_{mk}}{V_c} + \beta)} b(nT - \frac{d_{mk}}{V_c}) \quad (8)$$

$$= \sum_m h_m(nT) b(nT - \sigma_{mk}) \quad (9)$$

로 된다, 여기서 $b(t) = \sum_i b_i p(t - iT_b)$ 이고 시간변수인 $\sigma_{mk} = d_{mk}/V_c$, 그리고 채널에 해당하는 $h_m(nT) = g_m(nT) e^{j(-2\pi f_c \sigma_{mk} + \beta)}$ 이다.

그림 3에서 τ_m 에 따라 ISI(inter-symbol interference)가 고려되는데 앞에서 소개한 QUALCOMM 코드분할다중 송수신 시스템에서는 PN 시퀀스의 주기가 약 0.8138[초]이므로 샘플링하는 비트의 앞뒤로 약 37비트까지의 비트들이 현재 비트에 중첩될 수 있음을 알 수 있다.

k 번째 센서에 대한 채널 임펄스 응답 $g_k(nT, \sigma)$ 과 시변 전달함수 $T_k(nT, f)$ 는 다음 두 식으로 나타내어진다.

$$g_k(nT, \sigma) = \sum_m g_m(nT) e^{j(-2\pi f \sigma_{mk}(nT) + \beta)} \delta(\sigma - \sigma_{mk}(nT)) \quad (10)$$

$$T_k(nT, f) = \sum_m g_m(nT) e^{-j2\pi(f + f_c)\sigma_{mk}(nT)} \quad (11)$$

여기서 $\mathbf{r}_n \equiv [r_1(nT) \ r_2(nT) \ \dots \ r_K(nT)]^T$, $\mathbf{X}_n \equiv [\mathbf{r}_n^T \ \mathbf{r}_{n+1}^T \ \dots \ \mathbf{r}_{n+N-1}^T]^T$, $\mathbf{b}_{nk} \equiv [b(nT - \sigma_{1k}) \ b(nT - \sigma_{2k}) \ \dots \ b(nT - \sigma_{Mk})]^T$, $\mathbf{b}_n \equiv [\mathbf{b}_{n1}^T \ \mathbf{b}_{n2}^T \ \dots \ \mathbf{b}_{nK}^T]^T$, $\mathbf{B}_n \equiv [\mathbf{b}_{n1}^T \ \mathbf{b}_{n1+1}^T \ \dots \ \mathbf{b}_{n+N-1}^T]^T$ 라고 정의하고 시각 $t = nT$ 로부터 N 번 샘플링하면

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{B}_n \quad (12)$$

로 표시되는 매트릭스 방정식을 갖게 되며 여기서 매트릭스, \mathbf{H}_n 은 다음과 같이 정의 된다.

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} H(nT) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & H((n+1)T) & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & H((n+N)T) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$H(nT) = \begin{bmatrix} h_{11}(nT) & \dots & h_{1M}(nT) & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{12}(nT) & \dots & h_{1M}(nT) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & h_{1K}(nT) & \dots & h_{1M}(nT) \end{bmatrix}$$

매트릭스 \mathbf{X}_n , \mathbf{H}_n , \mathbf{B}_n 의 크기는 각각 $KN \times 1$, $KN \times KNM$, $KNM \times 1$ 이다. 통계적인 특성은 크기가 $KN \times KN$ 인 상관 매트릭스인

$$\mathbf{R}_x = E(\mathbf{X}_n \mathbf{X}_n^T)$$

에 의해 결정된다.

3. 결 론

상용 무선통신에서 시변 채널 특성을 고려한 신호 부공간 특성 변화를 해석하기 위한 구체적인 시뮬레이션 방법의 한 예를 제안하였다. 또한 수신단 안테나에 센서 어레이를 이용한 경우에 대하여 시뮬레이션 방법의 타당성을 검증하기 위해 필요한 비교 모델을 수학적으로 제시하였다.

앞으로 시뮬레이션을 수행하여 시뮬레이션 시나리오 및 방법의 타당성을 검토할 계획이다.

[참고 문헌]

- [1] E. Moulines, P. Duhamel, J-F. Cardoso, S. Mayrargue, "Subspace Methods for the Blind Identification of Multichannel FIR Filters", IEEE Transactions on Signal Processing, 43(2), 516-525, 1995.
- [2] Arogyaswami J. Paulraj, C. B. Papadakis, "Space-Time Processing for Wireless Communications", IEEE Signal Processing Magazine, 14(6), 49-83, 1997.
- [3] Simon Haykin, Blind Deconvolution, Prentice Hall, New Jersey, 1994.
- [4] An Overview of the Application of Code Division Multiple Access (C DMA) to Digital Cellular Systems and Personal Cellular Networks, Technical Report EX60-10010, QUALCOMM Incorporated, 1992.