

레이레이 및 라이시안 페이딩 채널 환경 내의 시역전 펄스의 공간 특성

Spatial Characteristics of Time-Reversal Pulse in Rayleigh and Ricean Fading Channels

유형하 · 고일석

Hyung-Ha Yoo · Il-Suek Koh

요약

본 논문에서는 Rayleigh 및 Ricean 채널 환경 아래에서의 시역전 시스템의 펄스 특성을 해석적으로 분석한 후 이를 Monte Carlo simulation을 통하여 검증한다. 시역전 통신 방식은 시역전 어레이를 구성하는 안테나들이 송신단에서 보낸 신호를 받은 후 이를 시간 축에서 역전시켜서 데이터와 함께 보내는 통신 방식이다. 채널 특성 변화는 시간에 따라 아주 느리다고 가정하고 시역전 어레이를 구성하고 있는 안테나 사이의 공간이 충분히 크지 않아서 각 안테나에 도달하는 신호들 간에 상관도가 있는 경우를 고려한다. 두 페이딩 채널에서 시역전 펄스가 공간상 좁은 영역에 존재함을 보이고 또 이 펄스의 안정성이 안테나의 수에 비례함을 증명한다.

Abstract

We perform an analysis of the characteristics of the time-reversal pulse in Rayleigh or Ricean fading channel environments. We verify it by using Monte Carlo simulation. In a time-reversal system, each antenna in the time-reversal array receives signals from the transmitter and reverse the received signal in the time axis and then resend it to the original transmitter. We assume that the channel characteristics varies very slowly and the spatial separation between the antennas is not large. Hence the signals received by each antenna are correlated. In this paper, the effect of the correlation on the time-reversed pulse is examined, which includes the spatial properties of the time-reversal pulse such as the focus size, and spatial power distribution.

Key words : Time-Reversal Technique, Rayleigh Channel, Ricean Channel

I. 서론

시역전 기법은 비 균질성 매질을 통과한 신호를 공간상에 집중시키려는 시도에서 출발하였다^{[1],[2]}. 시역전 기법이란 송신기에서 방출된 신호가 안테나에서 수신되고 시간축에서 역전된 신호를 다시 안테나로부터 원래의 송신기로 재전송하는 방식이다. 이 경우, 채널을 이루는 매질의 복잡도에 상관없이 시

역전된 신호는 원래의 송신기에 공간적으로 집중되는 특성이 있으며, 가역성을 만족하는 비균질성 매질에서 펄스파의 시역전 집중이 실험적 또는 이론적으로 보여졌다^{[1],[3]}. 따라서, 시역전 기법은 복잡한 매질에서의 에너지 전송의 효율을 높이는 방법이 될 수 있다. 이러한 특징을 이용하여 시역전 방식은 물질내의 균열 검출, 무선 통신, 수중 통신, 레이더 등의 다양한 분야에서 연구되고 있다^{[3]-[6]}.

「본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다(계약번호 UD070054AD).」

인하대학교 정보통신대학원 전파공학연구소(Applied Electromagnetics Lab., Graduate School of Information Technology and Telecommunications, In-Ha University)

· 논문 번호 : 20090601-052

· 수정완료일자 : 2009년 7월 16일

본 연구에서 고려하는 시역전 시나리오는 그림 1에서 보여진다. 그림 1에서와 같이 공간상의 한 지점에 송신기가 위치하고 이로부터 일정거리 떨어진 지점에 여러 개의 안테나가 배열되어 있다. 만일 안테나 사이의 거리가 충분히 멀리 떨어져 있어서 각 안테나에서 수신되는 신호들 사이의 간섭이 없는 경우에는 신호들 간의 공간상관도는 무시할 수 있고 시역전 신호의 공간 분포에 이러한 공간상관도가 영향을 미치지 않는다. 이러한 경우, 시역전 신호 특성은 쉽게 해석될 수 있다. 그러나 주어진 공간에서 안테나 사이의 공간을 충분히 확보하면서 안테나의 개수를 늘리기는 어렵다. 따라서 본 논문에서는 안테나 사이의 공간이 송신되는 파의 파장보다 작은 경우 즉, 공간상관도가 시역전 펄스의 공간 분포에 미치는 영향에 관해 고찰해 보며 안정된 신호 전송을 얻기 위한 방법을 논한다. 본 논문에서는 단일 주파수를 사용하는 시역전 시스템을 고려한다. II절에서는 시역전 신호를 수학적으로 표현하고 이의 기본 특성에 대하여 논하며, III절에서는 시역전 신호의 공간 특성을 수학적으로 유도하고 이를 IV절에서 몬테 카를로 시뮬레이션을 통하여 검증한다.

II. 시역전 신호의 수학적 표현

그림 1과 같이 단일 주파수를 사용하며, 여러 개의 안테나들이 시역전 어레이를 구성하는 시역전 시스템을 고려한다. $H_{jr}(f)$ 는 r 지점의 송신기에서 j 번째 안테나 Z_j 에 도달하는 채널 응답이고, j 번째 안테나에서 원래의 송신기로 전송되는 채널 응답은 $H_{jr}(f)$ 로 표시된다. 이때, 송신기 근처에 시역전 신호를 수신하는 관측점이 일정한 간격으로 놓여 있고, 이를 o_1, o_2, \dots 라 한다. 근접 관측점에 도달한 시역전 신호의 채널 응답은 $H_{o,j}(f), H_{o,j}(f)$ 등으로 표현된다. 원래의 송신기를 출발하여 각 안테나 $Z_1 \sim Z_N$ 에 도달한 신호가 시역전되어서 다시 지점 o_n 에 돌아오는 신호는 식 (1)과 같이 쓸 수 있다.

$$S_{o_n}(f) = \sum_{j=1}^N H_{jr}^*(f) H_{o,j}(f) \quad (1)$$

여기서 $S_{o_n}(f)$ 는 관측점 o_n 에서의 시역전 신호이고, $H_{jr}(f)$ 는 송신기 r 에서 출발해서 j 번째 안테나에 수신된 신호의 채널 응답이며, $H_{o,j}(f)$ 는 j 번째 안테나에서 출발해서 n 번째의 관측점 o_n 에 도달하는 신호의 채널 응답이다. 신호의 시간축에서의 역전은 주파수 축에서는 켈레 복소수를 취한 것과 같기 때문에 안테나에 도달한 펄스를 식 (1)과 같이 쓸 수 있다. 송신기에서 출발한 신호가 각 안테나에서 수신되고 다시 시역전되어서 원래의 송신기로 돌아온 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$S_r(f) = \sum_{j=1}^N H_{jr}^*(f) H_{jr}(f) = \sum_{j=1}^N |H_{jr}(f)|^2 \quad (2)$$

공간 상관도에 관한 unbiased estimator는 다음과 같이 주어진다^[4].

$$E\{s_r s_r^*\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_r s_r^* \quad (3)$$

여기서 N 은 샘플의 개수이다. 식 (3)에 따라서 식 (1)의 시역전 신호, $S_{o_n}(f)$ 은 채널 응답 $H_{jr}(f)$ 와 $H_{o,j}(f)$ 사이의 공간 상관도에 비례함을 알 수 있다. 즉, 시역전 신호의 공간 분포는 이상적으로 공간상관도가 된다. 식 (2)는 원래의 시그널에 결맞도록(coherent) 합쳐지는 시역전 신호를 나타낸다. 만약, 시역전 어레이의 안테나 사이 간격이 충분히 멀리 떨어져 있어서 안테나에 도달한 신호 사이의 공간상관도

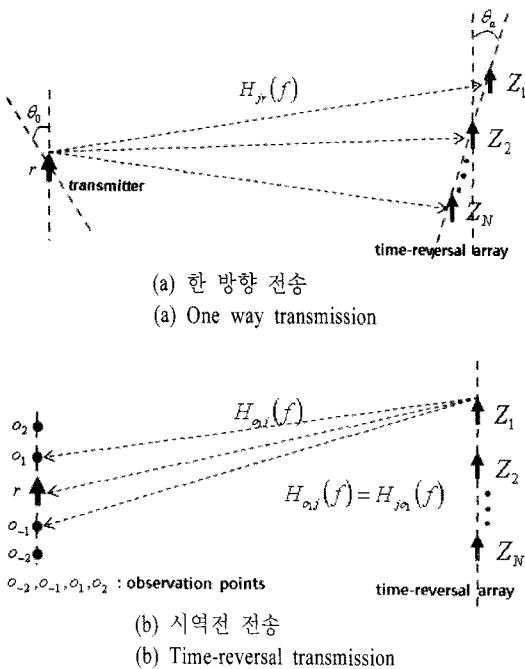


그림 1. 시역전 전송 시나리오
Fig. 1. Time-reversal scenario.

가 없다고 가정하면 시역전 신호의 에너지는 대부분 원래의 송신기 지점에 집중된다. 그러나 실제의 상황에서는 크기가 제한되어 있는 어레이에 안테나의 개수를 무한히 늘릴 수 없고 또, 그 사이의 간격을 충분히 넓히지 못하기 때문에 안테나 사이의 공간상관도를 고려해야 한다.

III. 시역전 신호 특성 해석

이러한 시역전 시스템에서 시역전 어레이의 안테나들과 송신기에 근접해 있는 관측점들이 공간적으로 작은 영역에 분포한다고 가정하면 다음과 같은 가정을 할 수 있다.

$$E\{|H_{rr}(f)|^2\} = 1, \quad |E\{H_{rr}(f)\}|^2 = p \quad (4)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 는 ensemble average이고, p 는 라이시안 채널 환경에서의 LOS(Line-Of-Sight) 파워 성분이다. 이는 레일레이 채널 환경에서는 0이 된다. 라이시안 채널에서 신호의 채널 응답은 레일레이 채널의 경우, 송신기 i 에서 출발하여 안테나 j 에 도달하는 신호의 채널 응답을 $R_{ij}(f)$ 라 할 때, $H_{ij}(f) = \sqrt{p}a_{ij} + \sqrt{1-p}R_{ij}(f)$ 로 주어진다. a_{ij} 는 송신기 i 에서 출발하여 안테나 j 에 도달한 LOS 신호의 위상이다.

식 (1)과 식 (2)를 사용하여 송신기 근처의 관측점 o_n 에 도달한 시역전 신호의 평균값을 송신기에 집중되는 시역전 신호의 평균값으로 규격화한 값을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} E\left\{\frac{S_{o_n}(f)}{E\{S_r(f)\}}\right\} &= \frac{1}{N} \sum_{r=1}^N E\{H_{r, o_n}^*(f) H_{o_n, r}(f)\} \\ &= (1-p)\rho_{r, o_n} + p \frac{1}{N} \sum_{r=1}^N a_{r, o_n}^* a_{o_n, r} \end{aligned} \quad (5)$$

식 (2)와 식 (4)를 통해 $E\{S_r(f)\} = N$ 이 됨을 쉽게 알 수 있다. 그리고 ρ_{r, o_n} 는 안테나에서 출발한 신호가 송신기 지점 r 에 도달하는 신호와 관측점 o_n 에 도달하는 신호 사이의 공간상관도이고, 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \rho_{r, o_n} &= \\ &= \frac{E\{[S_r(f) - E\{S_r(f)\}][S_{o_n}(f) - E\{S_{o_n}(f)\}]^*\}}{\sqrt{E\{|S_r(f) - E\{S_r(f)\}|^2\}E\{|S_{o_n}(f) - E\{S_{o_n}(f)\}|^2\}}} \end{aligned} \quad (6)$$

관측점 o_n 에서의 규격화된 시역전 펄스의 분산 값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} var\left\{\frac{S_{o_n}(f)}{E\{S_r(f)\}}\right\} &= \\ &= E\left\{\left|\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N H_{r, o_n}^*(f) - \frac{1}{N} \sum_{r=1}^N E\{H_{r, o_n}^*(f) H_{o_n, r}(f)\}\right|^2\right\} \end{aligned} \quad (7)$$

Random media 내에서의 $H_{ij}(f)$ 는 complex Gaussian random variable로 기술할 수 있어 $H_{ij}(f)$ 의 4th order moment는 2nd order moment로 표시된다^[8]. 이를 사용하면 식 (7)은 다음과 같이 간단히 계산되어진다.

$$\begin{aligned} var\left\{\frac{S_{o_n}(f)}{E\{S_r(f)\}}\right\} &= \frac{(1-p)^2}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |\rho_{ij}|^2 \\ &+ \frac{p(1-p)}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_{ri} a_{rj}^* \rho_{ij} \\ &+ \frac{p(1-p)}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_{o_n, i}^* a_{o_n, j} \rho_{ij}^* \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 ρ_{ij} 는 i 번째 안테나와 j 번째 안테나의 공간상관도이다. 식 (5)와 식 (8)을 사용하면 다음 식에 따라 관측점들 사이에 분포되는 에너지를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{|S_i(f)|^2\} &= var\{S_i(f)\} + |E\{S_i(f)\}|^2 \\ &= i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (9)$$

에너지 분포는 시역전 펄스의 공간 집중도를 가늠해볼 수 있도록 하는 중요한 척도이다. 원래의 송신기 지점에 집중된 에너지와 근접 관측점의 에너지의 비를 SFG(Space-Focusing Gain)로 표시하고, 이는 $E\{|S_{o_n}(f)|^2\}/E\{|S_r(f)|^2\}$ 로 정의된다^[9]. r 또는 o_n 지점에 전송되는 시역전 신호의 에너지는 다음과 같이 쓸 수 있다^[9].

$$\begin{aligned} E\{|S_r(f)|^2\} &= N + \frac{(1-p)^2}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |\rho_{ij}|^2 \\ &+ \frac{2p(1-p)}{N^2} Re\left(\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_{o_n, i}^* a_{o_n, j} \rho_{ij}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} E\{|S_{o_n}(f)|^2\} &= \frac{p^2}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_{ri} a_{rj}^* a_{o_n, i}^* a_{o_n, j} \\ &+ \frac{(1-p)^2}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |\rho_{ij}|^2 + N(1-p)^2 |\rho_{r, o_n}|^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ \frac{p(1-p)}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (a_{ri} a_{rj}^* \rho_{ij} + a_{oi}^* a_{oj} \rho_{ij}^*) \\
 &+ 2p(1-p) \text{Re} \left(\sum_{i=1}^N a_{ri} a_{oi}^* \rho_{ro_i} \right) \quad (11)
 \end{aligned}$$

IV. Monte Carlo Simulation

시역전 채널을 모사하기 위해 인공의 random media를 생성하였다. 임의의 공간에 point scatterer를 임의로 분포시켰고, 이의 좌표는 uniform random number를 생성하여 사용하였다. 그리고 그렇게 생성된 각 좌표의 point scatterer에 각각 임의의 scattering coefficient를 부여하였고, 이를 위해 또 다른 uniform random number를 생성하였다. 이를 ra ($0 \leq ra \leq 1$)라고 할 때 각 random scatterer에 부여된 scattering coefficient는 $e^{j2\pi ra}$ 로 주어진다. 각 변이 각각 160λ [m]인 정사각형 공간에 random scatterer를 무작위적으로 배치하였다. 여기서 λ 는 신호의 파장이다. 정사각형 중심을 (0 m, 0 m)라고 했을 때 송신기의 위치는 (-5 m, 0 m)이다. 시역전 어레이의 안테나 수는 11이고, 중앙에 위치한 안테나인 6번 안테나가 (5 m, 0 m) 위치에 오도록 배열하였다. 펄스의 파장은 1 m로 가정하였다. 각 안테나 사이의 거리는 0.1λ 즉, 0.1 m로 하였다. 하나의 몬테 카를로 샘플에 100개의 scatterer를 생성하였고, 이러한 몬테 카를로 샘플은 10,000개를 생성하였다. 생성된 샘플들의 타당성을 검증하기 위하여 샘플들의 평균, 분산, 확률 밀도 함수, 공간 상관도를 조사하였다. 이렇게 검증된 샘플들로 시역전 펄스의 채널 응답을 생성하여 시역전 펄스의 특성을 해석적으로 계산된 결과와 비교 분석하였다.

그림 2는 레이레이 채널에서 만들어진 샘플 사이의 상관도를 그린 것이다. 샘플들 사이의 상관도는 레이레이 채널에서의 알려진 공간상관도인 $J_0(k\Delta x)$ 를 잘 따르고 있다^[10]. 여기서 $J_0(\cdot)$ 은 0th order 1st-kind 베셀 함수이다. 한정된 공간에서의 시뮬레이션이므로 시뮬레이션에서 설정한 공간의 가장자리에 가까울수록 공간상관도에 오차가 생김을 관찰할 수 있다.

그림 3은 레이레이 채널 환경에서 시역전 펄스 사이의 평균이 관측점에 따라 분포하는 정도를 나타내는 결과이다. 그림 4는 같은 환경에서 펄스의 분산이다. 이론적 결과와 시뮬레이션 결과가 잘 일치함

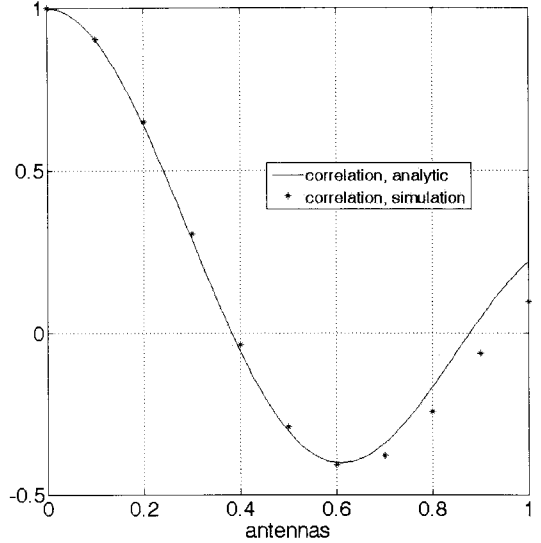


그림 2. 생성된 샘플들 간의 공간 상관도(레이레이 채널)

Fig. 2. Spatial correlation of samples(Rayleigh channel).

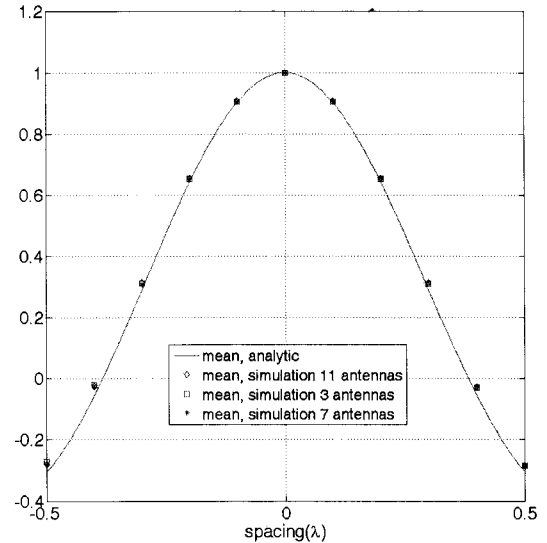


그림 3. 시역전 펄스의 평균값(레이레이 채널)

Fig. 3. Mean of time-reversal pulse(Rayleigh channel).

을 알 수 있다. 그림 5는 레이레이 채널 환경에서 송신기를 중심으로 펄스의 에너지가 분포되는 정도를 보여주는 SFG 지수이다. 안테나의 개수가 늘어남에 따라 펄스의 에너지 분포 폭이 줄어들음을 알 수 있다. 그림 3, 그림 4에서 안테나 개수가 늘어날수록 에너지 분포는 공간상관도에 접근함을 알 수 있다.

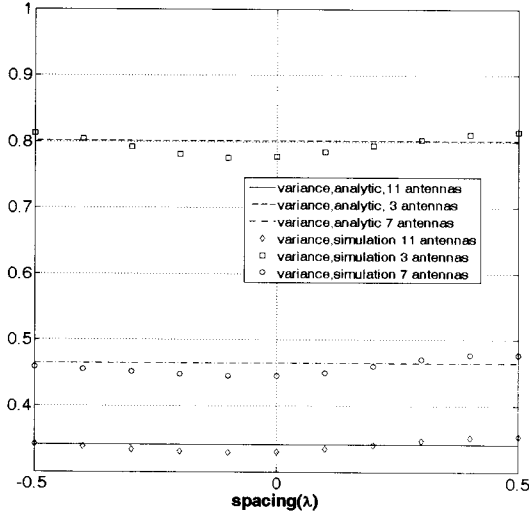


그림 4. 시역전 펄스의 분산(레이레이 채널)
Fig. 4. Variance of time-reversal pulse(Rayleigh channel).

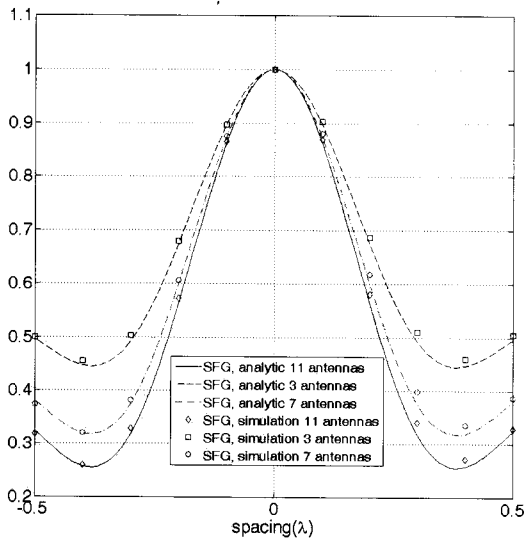


그림 5. 시역전 펄스의 SFG 지수(레이레이 채널)
Fig. 5. SFG factor of time-reversal pulse(Rayleigh channel).

다음은 라이시안 채널을 고려하였다. 먼저 제안된 채널 모델을 검증하기 위하여 power correlation을 살펴보고 이를 이론값과 대조하여 보았다^[11]. 여기서는 그림 1에서 $\theta_a = 0^\circ$ 즉, 시역전 어레이의 안테나들이 수직으로 배열되어 있고 $\theta_0 = 0^\circ$ 즉, 관측점들도 송신기를 기준으로 수직으로 배열되어 있는 경우를 생각한다.

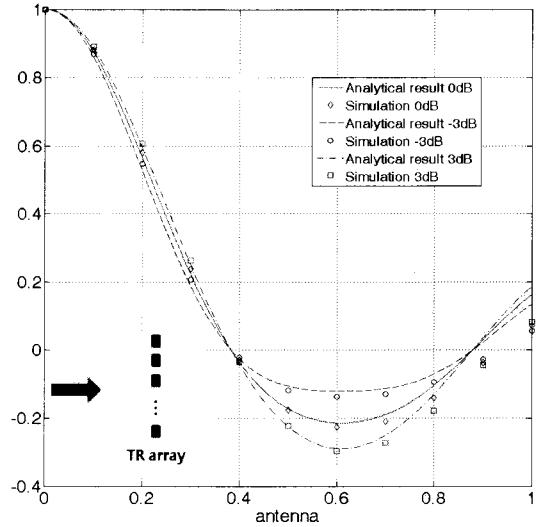


그림 6. Power correlation(라이시안 채널)
Fig. 6. Power correlation(Ricean channel).

그림 6은 라이시안 채널에서의 power correlation을 보여준다. 실선은 power correlation의 이론치에 해당하는 것이고, 다음과 같은 수식으로 주어진다^[8].

$$\rho_P = \frac{2J_0(k\Delta x) + K^{-1}(J_0(k\Delta x))^2}{2 + K^{-1}} \quad (12)$$

K 는 라이시안 채널에서의 K factor이고, K factor는 LOS 파워 성분을 p 라 할 때 $p/(1-p)$ 로 주어진다.

그림 7은 라이시안 채널에서 송신기를 중심으로 규격화된 관측점에서의 펄스의 평균을 보여준다. K factor가 -3 dB, 0 dB 그리고 +3 dB일 경우의 그림으로써 안테나 사이의 상관도가 존재하는 경우 다중 경로 성분의 크기가 줄어들수록 시역전 신호의 평균값이 더 퍼진다는 사실을 볼 수 있다. LOS 성분만 존재할 경우에는 원래의 송신기를 포함한 모든 관측점에서의 평균값은 1이 되고, 이는 시역전 이득이 전혀 없음을 나타낸다. 그림 8은 K factor에 따른 각 관측점에서의 분산을 나타낸 그림이다. 이론값과 시뮬레이션 값이 잘 일치하는 것을 볼 수 있고, 예측한 대로 LOS 성분이 커질수록 분산이 줄어들음을 알 수 있다.

그림 9는 그림 7과 마찬가지로 K factor가 -3 dB, 0 dB, +3 dB일 경우에 각 관측점에서의 SFG 값을 나타내고, 그림 7과 그림 8과 같이 LOS 성분이 커지면 에너지가 공간상에 더 넓게 퍼짐을 알 수 있다.

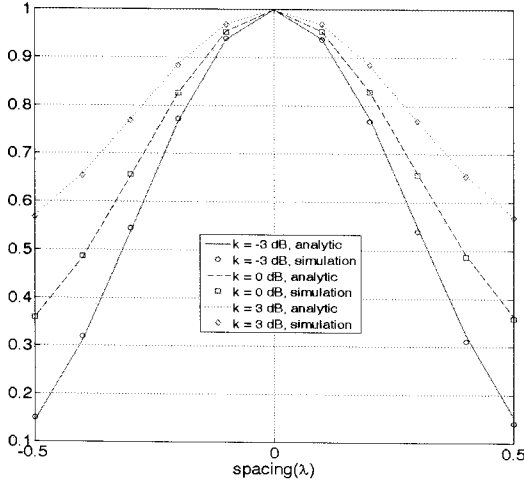


그림 7. K factor에 따른 시역전 펄스의 평균(라이시안 채널)
 Fig. 7. Mean of time-reversal pulse with 3 different K factors(Ricean channel).

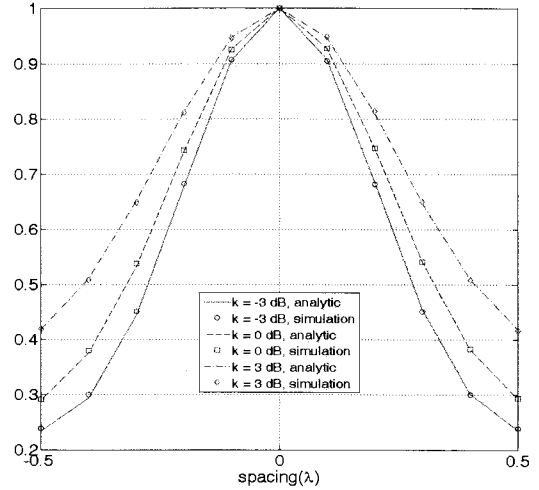


그림 9. 시역전 펄스의 SFG 지수(라이시안 채널)
 Fig. 9. SFG factor of time-reversal pulse(Ricean channel).

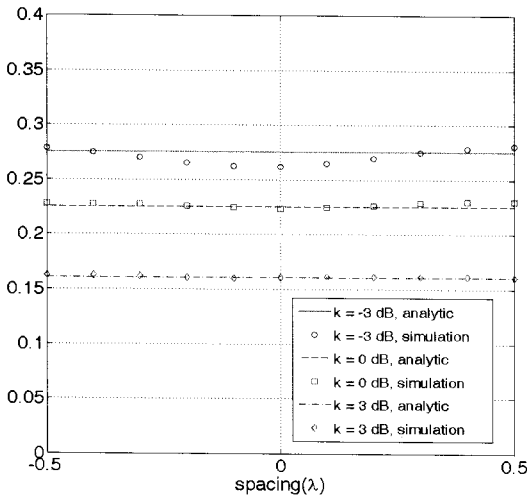


그림 8. 각 관측점에서의 시역전 펄스의 분산(라이시안 채널)
 Fig. 8. Variance of time-reversal pulse with respect to observation points(Ricean channel).

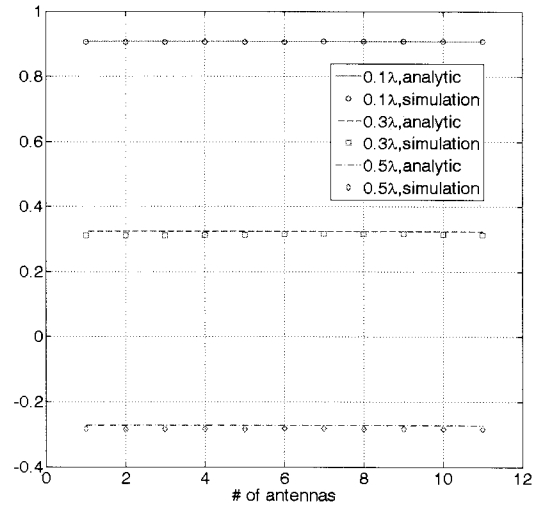


그림 10. 시역전 펄스의 평균(레이클레이 채널)
 Fig. 10. Mean of time-reversal pulse(Rayleigh channel).

다음으로 안테나 개수에 따른 채널 특성에 대해 살펴보겠다. 먼저 레일레이 채널의 경우이다.

그림 10은 레일레이 채널에서 원래의 송신기에서 각각 0.1λ , 0.3λ , 0.5λ 떨어진 관측지점에서의 평균값을 안테나 개수에 따라 그린 것이다. 이론적 결과와 시뮬레이션 결과가 잘 일치함을 볼 수 있다.

그림 11은 레일레이 채널에서 분산이 안테나의 개

수에 따라 변화하는 것을 나타내는 것이고, 그림 12는 안테나 개수에 따른 SFG 지수의 감소를 나타낸 것으로 안테나의 수가 늘어날수록 더욱 안정된 펄스를 얻을 수 있는 것을 알 수 있다. 신호 사이에 상관도가 0인 경우 즉, 안테나 사이의 거리가 충분히 떨어져 있는 경우에는 식 (10), 식 (11)에 따라 SFG 지수는 $1/(N+1)$ 로 간략하게 된다.

다음으로 라이시안 채널에서의 안테나 개수에 따른 채널 특성에 대해 살펴보겠다.

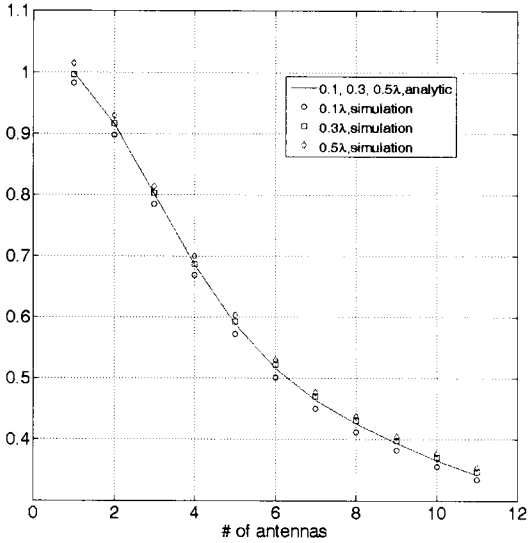


그림 11. 시역전 펄스의 분산(레이클레이 채널)
 Fig. 11. Variance of time-reversal pulse(Rayleigh channel).

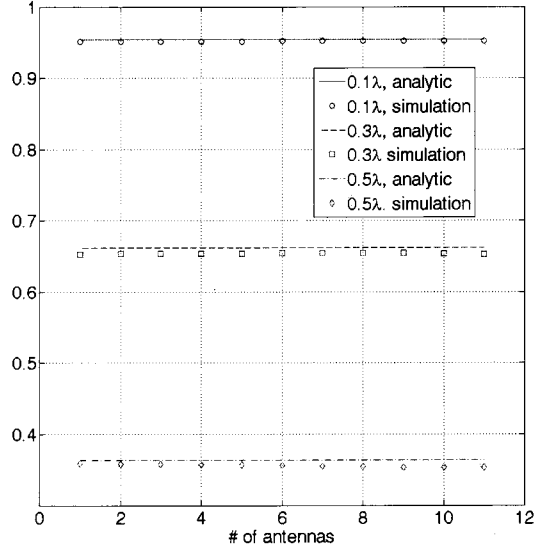


그림 13. 시역전 펄스의 평균(라이시안 채널)
 Fig. 13. Mean of time-reversal pulse(Rician channel).

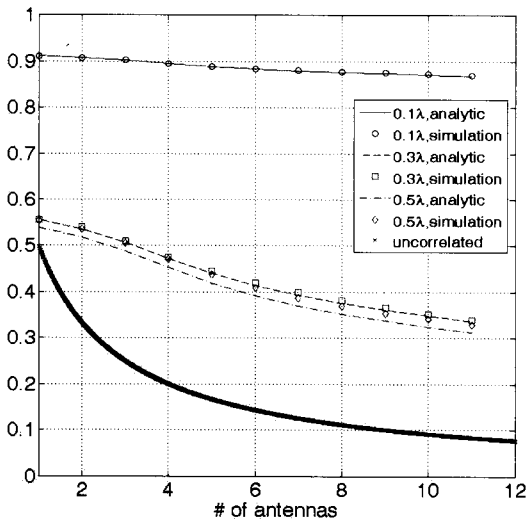


그림 12. 시역전 펄스의 SFG 지수(레이클레이 채널)
 Fig. 12. SFG factor of time-reversal pulse (Rayleigh channel).

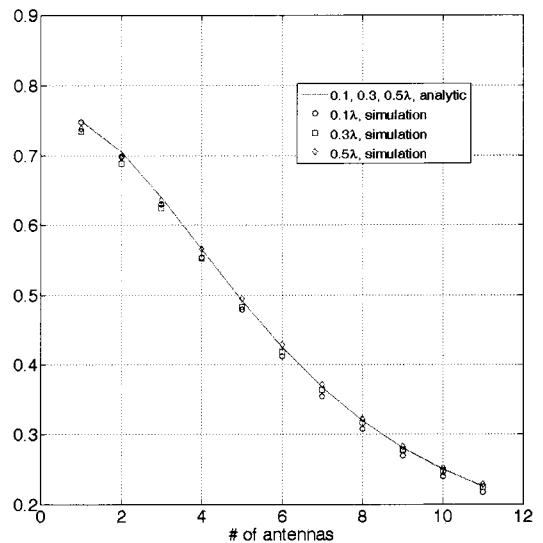


그림 14. 시역전 펄스의 분산(라이시안 채널)
 Fig. 14. Variance of time-reversal pulse(Rician channel).

그림 13은 라이시안 채널에서의 안테나 개수 변화에 따른 원래의 송신기 지점에서 0.1λ , 0.3λ , 0.5λ 떨어진 관측점에서의 신호의 평균이다. 이론적 결과와 시뮬레이션 결과가 잘 일치함을 볼 수 있다.

그림 14와 그림 15는 각각 라이시안 채널에서 분산과 SFG 지수가 안테나의 개수에 따라 변화하는 것을 나타내는 그림이다. 여기서 K factor는 0 dB이

며, 안테나의 개수가 늘어날수록 안정화된 펄스를 얻을 수 있다는 사실을 알 수 있다.

그림 16은 라이시안 채널의 경우, 그림 1에서 θ_0 는 0° 로 고정하고, θ_n 은 각각 0° , 45° , 90° 일 경우의 SFG 지수를 나타낸 것이다. K 인자는 0 dB이며, 시역전 신호는 횡방향보다 종방향으로 더 퍼지게 됨을 볼 수 있다.

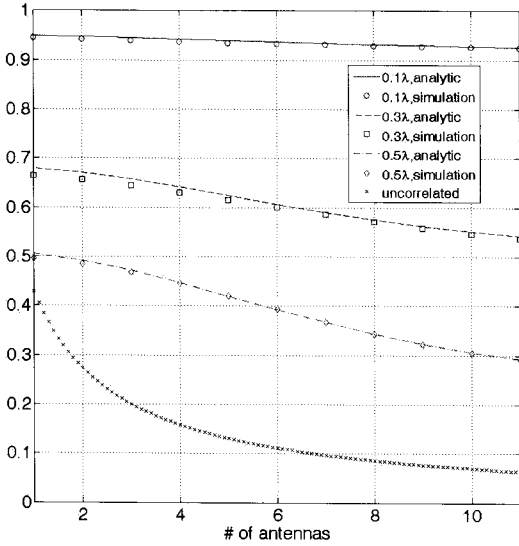


그림 15. 시역전 펄스의 SFG 지수(라이시안 채널)
Fig. 15. SFG factor of time-reversal pulse(Ricean channel).

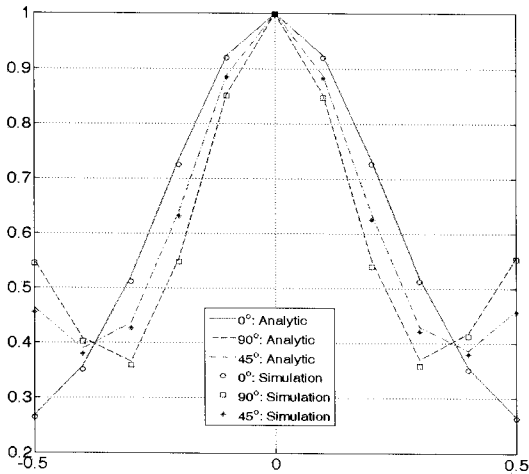


그림 16. $\theta_0=0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, \theta_a=0$ 일 때, 각각의 SFG 값(라이시안 채널)
Fig. 16. SFG factor of 3 different $\theta_0, \theta_0=0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ with $\theta_a=0$ (Ricean channel).

그림 17은 파워의 퍼짐이 가장 심한 중방향($\theta_0=0^\circ$)에서의 시역전 신호의 3 dB 폭(W_{3dB})이다. 각각 K factor가 -3 dB, 0 dB, 3 dB일 때의 3 dB 폭이 나타나 있다. 시역전 안테나의 개수가 늘어날수록 3 dB 폭이 줄어들음을 알 수 있다. K값이 크면 LOS 성분에 의해 시역전 이득이 줄어드는 것을 그림 17에서 확인할 수 있으며, 안테나의 개수가 무한대로 증가할

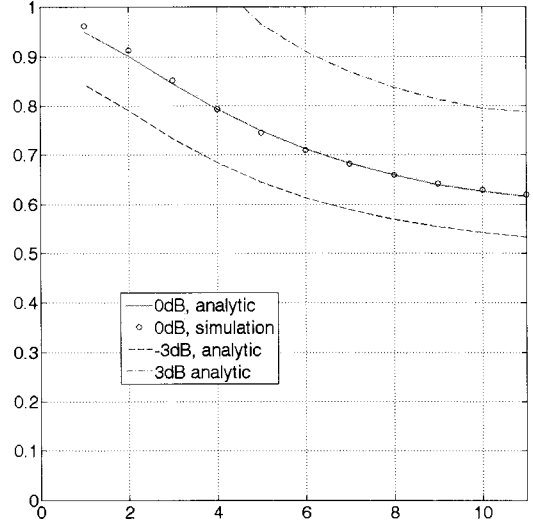


그림 17. 3 dB point 폭(라이시안 채널)
Fig. 17. 3 dB point width(Ricean channel).

때의 3 dB 폭은 식 (10), 식 (11)을 통하여 다음과 같이 계산된다.

$$|(1-p)^2 \rho_{r_i} + p|^2 = \frac{1}{2} \quad (13)$$

$$i = 1, 2, \dots, N$$

식 (13)을 통하여 3 dB 폭은 수치적인 방법을 통하여 각각 K factor가 -3 dB일 때, $W_{3dB} \sim 0.4474$, 0 dB일 때 $W_{0dB} \sim 0.5296$, +3 dB일 때, $W_{3dB} \sim 0.6876$ 로 수렴함을 알 수 있다.

V. 결 론

지금까지 레이레이 채널과 라이시안 채널 환경에서의 시역전 신호의 공간 분포 특성을 해석적으로 구하고, 이를 몬테 카를로 시뮬레이션의 결과와 비교해 보았다. 그림 10과 그림 13에서 보듯이 레이레이 환경이 더 산란이 많은 환경이므로 라이시안 환경보다 시역전 신호의 평균값이 더 협소하게 존재함을 볼 수 있다. 시역전 신호의 분산은 안테나 개수의 제곱에 반비례하고 그림 12와 그림 15에서 공간상 에너지의 분포는 안테나의 개수에 반비례함을 볼 수 있으며, 공간상관도가 시역전 펄스를 공간상으로 보다 넓게 분포시키는 것을 알 수 있다. 그러나 안테나의 개수를 늘임으로써 공간상관도의 영향을 줄일 수 있고 안정된 시역전 펄스를 얻을 수 있다는 것을 해

석적인 방법과 몬테 카를로 시뮬레이션을 통하여 보였다. 그리고 SFG 지수의 3 dB 폭도 안테나의 수가 늘어나면 줄어들고 K factor가 늘어나면 같이 늘어남을 수치적으로 보였다.

참 고 문 헌

[1] M. Fink, "Time-reversal ultrasonic fields-part I: Basic principles", *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr., Freq. Control*, vol. 39, no. 5 pp. 555-566, May 1992.

[2] F. Wu, J. L. Thomas, and M. Fink, "Time-reversal of ultrasonic fields-part II: Experimental results", *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control*, vol. 39, no. 5, pp. 567-578, May 1992.

[3] M. Fink, G. Montaldo, and M. Tanter, "Time-reversal acoustics", *Ultrasonic, Ferro-electr. and Freq. Control Joint 50th Anniversary Conference*, pp. 850-859, 2004.

[4] J. S. Kim, H. C. Song, and W. A. Kuperman "Adaptive time-reversal mirror", *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 109, pp. 1817-1825, 2001.

[5] L. Carin, H. W. Liu, T. Yoder, L. Couchman, B. Houston, and J. Bucaro, "Wideband time-reversal

imaging of an elastic target in an acoustic waveguide", *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 115, pp. 259-268, 2004.

[6] P. Bloomberg, G. Papanicolaou, and H. K. Zhao, "Super resolution in time-reversal acoustics", *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 111, pp. 230-248, 2002.

[7] H. C. Eggers, P. Lipa, "Unbiased estimators for correlation measurements", *Physical Review D.*, vol. 51, #5, 1995.

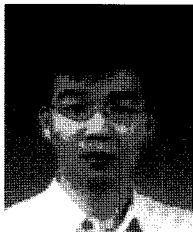
[8] A. Papoulis, S. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, pp. 191-192, 2002.

[9] D. Shin, I. Koh, and S. Nam, "다중경로 환경에서 Time-reversal을 이용한 경우의 전파 특성 연구", *춘계 마이크로파 및 전자과학대회 논문집*, pp. 483-486, 2005년 5월.

[10] William C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, 2nd Edition, McGraw-Hill Telecommunications, p. 327.

[11] Y. Karasawa, H. Iwai, "Formulation of spatial correlation statistics in Nakagami-rice fading environments", *IEEE Trans. on Antenna and Propagat.*, vol. 48, 2000.

유 형 하



2004년 2월: 인하대학교 물리학과 (이학사)
 2007년 2월~현재: 인하대학교 정보통신대학원 통합과정
 [주 관심분야] Time-reversal technique, SAR imaging

고 일 석



1992년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1994년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1994년 1월: LG전자 연구원
 2002년 8월: The University of Michigan at Ann Arbor 전기 및 전산과 (공학박사)

2004년 3월~현재: 인하대학교 정보통신대학원 교수
 [주 관심분야] Theoretical Electromagnetic, Numerical Analysis, Channel Modeling