

페이딩 통신로의 통신 용량에 관한 연구

正會員 高 鳳 震* 正會員 黃 仁 洙** 正會員 趙 成 俊**

A Study on the Channel Capacity of Fading Channel

Bong Jin Ko*, In Soo Hwang**, Sung Joon Cho** *Regular Members*

요 약

여러가지 페이딩 통신로의 통신 용량을 구한 다음 이를 가우스 잡음 통신로의 통신 용량과 비교하여 각 페이딩 환경에 따른 통신 용량의 감소치를 구하였다. 그 결과 Rician 페이딩 통신로에서는 직접파 대 반사파 전력비가, m-분포 페이딩 통신로에서는 지수 m이 커짐에 따라 페이딩 통신로의 통신용량은 가우스 잡음 통신로의 통신 용량에 가까워짐을 확인하였고 반송파 대 잡음 전력비(CNR)의 변화에 따른 가우스 잡음 통신로와 각 페이딩 통신로간의 통신 용량의 차이를 구해냈다. 또한 Rayleigh 페이딩 통신로에 있어서 2-branch 다이버시티의 도입으로 인한 통신 용량의 개선치를 구해냈다.

다이버시티로서는 검파전 최대비 합성법과 검파후 선택 합성법을 다루었다. 그 결과, 2-branch 사이의 상관계수 값에 관계없이 검파전 최대비 합성 다이버시티가 검파후 선택 합성 다이버시티보다 더 우수하였다. 상관계수 값의 변화에 따른 통신 용량의 개선치는 두 방식 모두 2-branch가 서로 무상관일때 가장 좋았으며, 2-branch 사이의 상관계수 값이 작으면 작을수록 두 방식 모두 개선치가 커진다는 것을 알아냈다.

ABSTRACT

The channel capacities of various fading channels are calculated and compared with that of Gaussian noise channel to find out the decrements of channel capacity according to each fading environment. As a result, it is confirmed that the channel capacities in Rician and m-distribution fading channels approach to that of Gaussian noise channel as direct-to-indirect power ratio in Rician fading channel and fading index m in m-distribution fading channel increases respectively.

And the difference between two channel capacities of Gaussian noise channel and each fading channel which is dependent on carrier-to-noise power ratio(CNR) is found.

Also the improvement of channel capacity of Rayleigh fading channel by introducing two-branch diversities is obtained. For diversity reception, predetection maximal-ratio and postdetection selective combining techniques are adopted. The results show that the improvement of channel capacity by predetection maximal-ratio combining diversity is superior to the postdetection selective combining diversity regardless of correlation coefficient between two diversity branches in Rayleigh fading channel. The best improvement is achieved when two branches are noncorrelative in both two diversity techniques and as correlation coefficient of two diversity branches is smaller, the improvement of channel capacity is greater.

* 韓國航空大學 航空通信情報工學科
Dept. of Avionics Eng. Graduated School, Hankuk
Aviation Univ.

** 韓國航空大學 大學院 航空通信情報工學科
Dept. of Telecomm. & Inform. Eng. Graduated School,
Hankuk Aviation Univ.
論文番號 : 93 117

I. 서 론

페이딩 통신로에서는 전파가 여러 경로를 통해 안테나에 도달하게 되므로 이로 인해 다중로 간섭 현상이 생겨 수신전력 레벨이 불규칙하게 변동하게 된다. 따라서 수신전력이 크더라도 수신신호에는 부호간 간섭이나 부호 오류가 생기게 되어 통신 품질이 열화되어 오류없이 전송할 수 있는 최대 전송속도인 통신 용량이 작아진다. 이와같은 간섭이나 페이딩에 의해 생기는 성능 열화를 줄이기 위해서는 다이버시티 기법과 오류정정 기법 등을 이용하고 있다. 현재 페이딩 통신로를 통해 전송되는 신호는 주로 음성 신호이지만 앞으로는 화상 데이터를 포함한 비음성 신호가 많아질 것이 예상된다. 통신로를 통해 보낼 수 있는 정보의 전송률에는 한계가 있고 더우기 페이딩 통신로에 있어서는 잡음외에도 간섭이나 페이딩의 영향 때문에 정보 전송률이 더욱 감소하게 된다. 페이딩의 영향을 줄일 수 있는 방법으로는 다이버시티 수신법이 가장 대표적인데 이에 는 합성 방식에 따라 선택, 등이득, 최대비 합성법으로 분류되며, 또 합성 시점에 따라서 다시 검파전 합성과 검파후 합성으로 나뉜다. 검파전 합성에는 주로 등이득 및 최대비 합성법이 이용되는데 이 방법은 다이버시티에 의한 개선치가 크지만 신호의 위상을 맞추어 주어야 하므로 시스템이 복잡해진다. 이와 달리 검파후 합성법인 선택 합성법은 비교적 개선치가 작은 반면 구성이 간단하다는 장점을 가지고 있다^{[1]-[3]}.

통신 용량에 관해서는 Shannon이 문헌[4]에 이론적인 개념을 정립해 놓았으며, 페이딩 통신로의 통신 용량에 관해서는 Lee가 문헌[5]에 Rayleigh 페이딩 통신로에 대해서 M-branch 최대비 합성 다이버시티를 도입했을때의 통신 용량을 구한 바가 있으나 branch들 사이가 서로 무상관인 경우만을 다루었다.

본 논문에서는 페이딩 모델로서, Lee가 다룬 Rayleigh 페이딩은 물론 Rician 페이딩, 또 여러가지 심도의 페이딩을 나타내는 m-분포 페이딩을 도입하여 이들 각 페이딩 통신로의 통신 용량을 구하고 이를 기존의 가우스 잡음 통신로의 통신 용량과 비교함으로써 각각의 페이딩 환경에 따른 통신 용량의 감소치를 구하고자 한다. 특히 Rayleigh 페이딩 통신로에 대해서는 Lee가 구한 결과를 확인함과 동시에 Lee와는 달리 branch 사이에 상관성이 존재할 때에 대해 살펴 보기로 한다. 또한 다이버시티의 합성 기법 중 성

능 개선치가 가장 큰 방식으로 잘 알려진 최대비 합성 기법을 검파전 합성 다이버시티로 채용할 때와, 개선치가 다른 합성법에 비해 작지만 구성이 간단한 선택 합성 기법을 검파후 다이버시티로 채용할 때에 대해 각각 통신 용량의 개선치를 알아내고자 한다. 특히 두가지 다이버시티 기법 모두에 대해 2-branch 사이의 상관계수 값에 따른 개선치도 아울러 구해내고자 한다.

II. 페이딩 모델

현재 이동 통신은 여러 분야에 걸쳐 주로 음성통신에 사용되고 있지만, 장래에는 팩시밀리등과 같은 화상 통신, 고속 디지털 통신 등에 쓰일 것이므로 전송 속도의 증가 또는 통신 품질의 향상이 요구되고 있다. 육상 페이딩 통신로의 경우 페이딩의 영향은 매우 심각하여 아날로그 통신에서는 신호 대 잡음 전력비를 크게 저하시키거나, 디지털 통신에서는 부호 오류를 증가시킨다. 페이딩의 영향을 받은 신호의 포락선이나 위상의 통계적 성질에 대한 해석은 오래 전부터 연구되어 왔는데 현재 실험을 통하여 이론적으로 정립되어 있는 페이딩 모델로서는 Rayleigh 페이딩, Rician 페이딩 및 m-분포 페이딩 등이 있다^{[1],[6]}.

이 장에서는 이들 세가지 페이딩 통신로에 대해 살펴보고 통신 용량식을 유도한다. 그림1은 일반적인 페이딩 통신로 모델을 나타낸다. 여기서 페이딩 통신로로서는 Rayleigh 페이딩 통신로, Rician 페이딩 통신로 및 m-분포 페이딩 통신로를 생각한다.

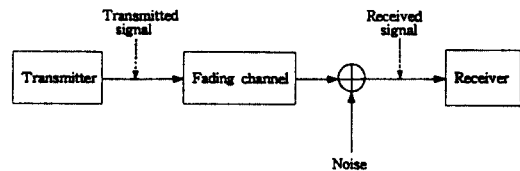


그림 1. 페이딩 통신로 모델

Fig 1. Model of fading communication channel.

1. Rayleigh 페이딩

일반적으로 포락선의 크기가 비슷하고 위상이 넓은 범위에 걸쳐 랜덤하게 변화하는 여러파가 합성된 심한 페이딩 현상은 Rayleigh 분포로써 나타내진다. Rayleigh 분포는 그 적용범위가 매우 넓으며 대표적

인 것으로 단파대의 원거리 전파, 마이크로파의 다중로 전파, 시가지에서의 육상 이동 통신에 있어서 짧은 주기 페이딩의 확률 분포로서 많이 이용되는데 그 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다^[1].

$$p(R) = \frac{R}{\psi_0} \exp\left(-\frac{R^2}{2\psi_0}\right) \quad (1)$$

여기서 R은 수신 신호의 진폭, $\psi_0 = \overline{R^2}/2$ 으로 평균 수신신호전력이다.

2. Rician 페이딩

이것은 직접파와 같은 하나의 강한 정상 성분에 다중파가 중첩된 경우의 포락선 변동을 나타내는데, 직접파가 존재하는 다중로 환경 즉 실내무선통신이나 교외를 포함하는 육상이동 통신, 직접파와 해면 반사파의 위상 변화가 거의 문제가 되지 않는 마이크로파의 해상회선에 있어서의 짧은 주기의 페이딩을 나타낸다. 이 분포는 Nakagami와 S. O. Rice가 페이딩 문제의 통계적인 연구와 랜덤 잡음의 연구 중 독립적으로 찾아낸 것으로서 그 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다^{[1],[7]}.

$$p(R) = \frac{R}{\psi_0} \exp\left(-\frac{R^2 + R_0^2}{2\psi_0}\right) I_0\left(\frac{RR_0}{\psi_0}\right) \quad (2)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 0차의 변형베셀함수, ψ_0 는 다중파의 전력이며, $R_0^2/2$ 은 직접파의 전력이다. 따라서 Rician 페이딩은 그 분포함수의 모양이 변형베셀 함수형이기 때문에 I_0 분포라고도 불린다.

3. m-분포 페이딩

m-분포 페이딩은 Nakagami가 단파대에서의 대규모 실험에 기초하여 구해낸 것으로서 지수 m을 파라미터로 하여 무선 통신로에서 발생하는 여러가지 형태의 페이딩을 나타낼 수 있으며 이것은 V/UHF 대에서도 유용한 모델이라는 것이 입증된 바 있다. 여기서 m은 전력인 분산의 역수인데 이 값이 작으면 작을수록 심한 페이딩을 나타낸다. m-분포는 m=1 일때 기존의 Rayleigh 분포를 나타내며, m이 커짐에 따라 페이딩이 점차 약해지며 $m \rightarrow \infty$ 의 극한 값은 페이딩이 없는 상태를 나타낸다. m-분포의 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다^{[1],[6]}.

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp\left(-\frac{mR^2}{\Omega}\right) \quad (3)$$

단, $\Omega = \overline{R^2}$, $m = \Omega^2 / (\overline{R^2} - \Omega)^2 \geq 1/2$, $\Gamma(\cdot)$ 는 감마 함수이다.

III. 이동 통신로의 통신 용량

통신 용량이란 그 통신로를 통해 전송이 가능한 최대 정보 전송율을 의미한다. 통신로에 신호와 가우스 잡음이 존재할 때 대역 제한된 통신로의 통신 용량은 다음 식으로 구해진다^[4].

$$C = B \log_2(1 + \gamma) \text{ [bits/sec]} \quad (4)$$

식(4)는 연속적인 통신로에 대한 Shannon-Hartley 정리라고도 불리며, B는 대역폭, γ 는 신호 대 잡음전력비(CNR)이다. 식(4)에 의하면 대역폭이 무한대이거나($B \rightarrow \infty$) 잡음이 존재하지 않는다면($\gamma \rightarrow \infty$) 단위시간당 전송이 가능한 정보량 즉 통신 용량은 이론적으로 무한대가 된다. 그러나 실제로는 대역이 제한되어 있고 통신로에는 항상 잡음이 존재하며, 또한 신호가 페이딩을 받게 되므로 식(4)는 이상적인 경우 즉 오류없이 정보를 전송할 수 있는 통신 용량의 상한치를 나타낸다. 본 논문에서는 Rayleigh 페이딩 통신로, Rician 페이딩 통신로 및 m-분포 페이딩 통신로에 대한 통신 용량을 구하고 그 결과를 비교, 검토하기로 한다.

1. Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량

이동 통신로에서는 건물이나 기타 장애물 등으로 인해 직접파 성분은 거의 없고 반사나 회절 또는 다중파 등이 대부분이다. 이러한 Rayleigh 페이딩 통신로에서 신호 대 잡음전력비의 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다^[7].

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \quad (5)$$

여기서 γ_0 는 γ 의 평균전력, 즉 평균 신호 대 잡음전력 비이다.

식(5)를 이용하면 대역 B로 정규화시킨 Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량은 다음과 같이 하여 구할 수 있다.

$$\langle C \rangle / B = \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma$$

$$= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) \frac{1}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma \quad (6)$$

그림 2는 식 (6)의 수치계산 결과로서 가우스 잡음 통신로의 통신 용량에 대한 Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량을 나타낸 것인데 $\gamma_0=10$ [dB]일 때의 감소치는 약 $0.55 \cdot B$ 이고 γ_0 가 30[dB]일 때는 약 $0.82 \cdot B$ 로서 γ_0 가 커질수록 그 차이가 커짐을 알 수 있다.

2. Rician 페이딩 통신로의 통신 용량

이동 무선 환경 중 셀반경이 작아지면 기지국과 이 동국간에 직접파가 존재할 가능성이 높아지므로 이 경우에는 직접파와 다중파가 혼재하는 Rician 페이딩 통신로로 간주할 수 있다. Rician 페이딩의 확률 밀도함수는, 평균 신호 진폭으로 정규화시킨 수신 신호 진폭 x 를 이용하면 다음과 같이 나타내진다^[8].

$$p(x) = 2x(K+1) \exp[-K-x^2(K+1)] I_0[2x\sqrt{K(K+1)}] \quad (7)$$

여기서 K 는 직접파 대 반사파의 전력비, $I_0(\cdot)$ 는 0차 변형 베셀 함수이다. 식 (7)에서 $x^2 = \gamma/\gamma_0$ 이므로 변수 변환을 행하여 $p(x)dx = p(\gamma)d\gamma$ 가 되고, Rician 페이딩 통신로에서 대역 B 로 정규화시킨 통신 용량은 다음과 같이 하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle C \rangle / B &= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) \frac{(K+1)}{\gamma_0} \exp\left[-K - \frac{\gamma(K+1)}{\gamma_0}\right] \\ &\quad \cdot I_0\left[2\sqrt{\frac{\gamma K(K+1)}{\gamma_0}}\right] d\gamma \quad (8) \end{aligned}$$

그림 3은 K 를 파라미터로 해서 식 (8)을 수치계산 한 결과로서 Rician 페이딩 통신로의 통신 용량을 나타낸다. 그림 3에서 K 가 0인 경우는 Rayleigh 페이딩에 해당하며 K 가 커짐에 따라 가우스 잡음 통신로의 통신 용량에 가까워짐을 알 수 있다. 예를들어 $K=0$ 일때 CNR이 20[dB]인 경우, 가우스 잡음 통신로의 통신 용량과의 차가 약 $0.77 \cdot B$ 인데 비해 $K=10$ 일때는 $0.13 \cdot B$ 정도가 되어 그 차이가 작아진다.

3. m-분포 페이딩 통신로의 통신 용량

m -분포 페이딩은 지수 m 을 변화시킴에 따라 Rayleigh 페이딩을 포함한 여러가지 형태의 페이딩

을 나타낼 수 있는데 신호 대 잡음전력비를 함수로 하는 m -분포의 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다^[1].

$$p(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m) \gamma_0^m} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\gamma_0}\right) \quad (9)$$

여기서 m 은 페이딩 지수이다.

식 (9)를 이용하면 m -분포 페이딩 통신로에서 대역 B 로 정규화시킨 통신 용량을 다음과 같이 하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle C \rangle / B &= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m) \gamma_0^m} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma \quad (10) \end{aligned}$$

식(10)을 수치계산한 결과인, m -분포 페이딩 통신로의 통신 용량을 그림 4에 나타낸다. 가우스 잡음 통신로의 통신 용량과 m -분포 페이딩 통신로의 통신 용량의 차이를 살펴보면, γ_0 가 20[dB]인 경우 $m=1$, $m=2$, $m=5$ 일때 가우스 잡음 통신로의 통신 용량과의 차이는 각각 $0.77 \cdot B$, $0.38 \cdot B$ 및 $0.15 \cdot B$ 로써 페이딩이 약해질수록 그 차이가 적어짐을 알 수 있다.

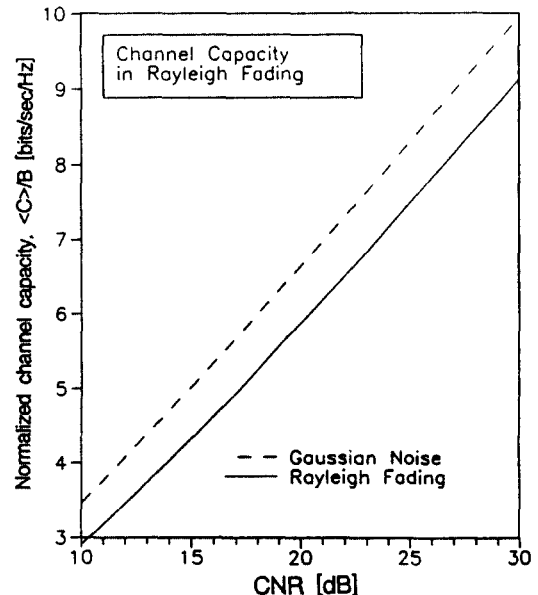


그림 2. Rayleigh 페이딩 통신로의 정규화된 통신 용량
Fig 2. Normalized channel capacity of Rayleigh fading channel.

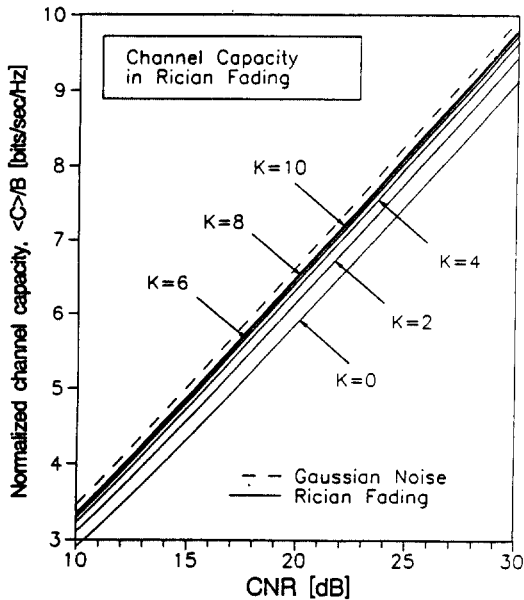


그림 3. Rician 페이딩 통신로의 정규화된 통신 용량
Fig 3. Normalized channel capacity of Rician fading channel.

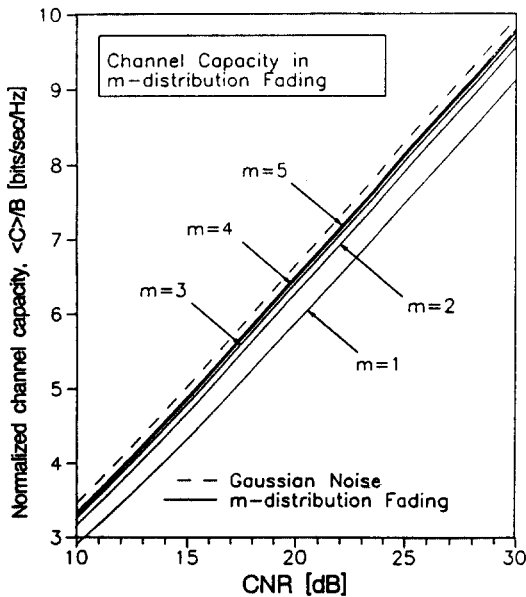


그림 4. m-분포 페이딩 통신로의 정규화된 통신 용량
Fig 4. Normalized channel capacity of m-distribution fading channel.

4. 통신 용량의 비교

앞에서 페이딩 통신로를 각각 Rayleigh 페이딩 통신로, Rician 페이딩 통신로, m-분포 페이딩 통신로로 가정하고 각각의 페이딩 통신로에 신호 대 잡음 전력비의 확률밀도함수를 적용하여 구한 통신 용량 식을 수치계산하여 그 결과를 그림 5에 함께 나타내고, 가우스 잡음 통신로의 통신 용량에 대한 각 페이딩 통신로의 통신 용량의 상대적인 감소치를 구하여 표 1에 나타낸다.

그림 5에서 페이딩의 심도가 알수록, 즉 Rician 페이딩에 있어서는 직접파 대 반사파 전력비 K가 클수록, 그리고 m-분포 페이딩에 있어서는 지수 m이 클수록 페이딩 통신로의 통신 용량은 가우스 잡음 통신로의 통신 용량에 가까워짐을 알 수 있다. 또 표 1로부터 CNR이 커지면 커질수록 가우스 잡음 통신로의 통신 용량과 페이딩 통신로의 통신 용량사이의 차이가 커진다는 것을 알 수 있다.

표 1. 가우스 잡음 통신로에 대한 각 페이딩 통신로의 통신 용량의 상대적 감소치 [bits/sec/Hz]

Table 1. Decrements of normalized channel capacity of each fading channel relative to that of Gaussian noise channel [bits/sec/Hz].

CNR [dB]	Rayleigh	Rician		m-distribution	
		K=6	K=10	m=3	m=5
10	0.55·B	0.17·B	0.11·B	0.20·B	0.12·B
15	0.70·B	0.20·B	0.13·B	0.23·B	0.14·B
20	0.77·B	0.21·B	0.13·B	0.25·B	0.15·B
25	0.81·B	0.22·B	0.14·B	0.25·B	0.15·B

IV. 다이버시티에 의한 통신 용량의 개선^{9)~11)}

통신로상에서 발생하는 페이딩에 대한 대책으로서 송신 전력을 높이거나 다중파에 강한 변조방식을 사용하는 등의 여러가지 방법이 있지만 그 중에서 일반적으로 널리 쓰이는 것은 2개 이상의 안테나에 의해 수신되는 신호를 합성하는 다이버시티 기법이다. 다이버시티기법은 동일한 신호를 2개 이상의 branch로 수신하여 페이딩의 영향을 적게 받은 신호를 선택하거나 신호 대 잡음전력비가 커지도록 합성하는 방법으로서 송신 전력을 증가시키지 않더라도 짧은 주기의 페이딩 영향을 효과적으로 줄일 수 있기 때문에

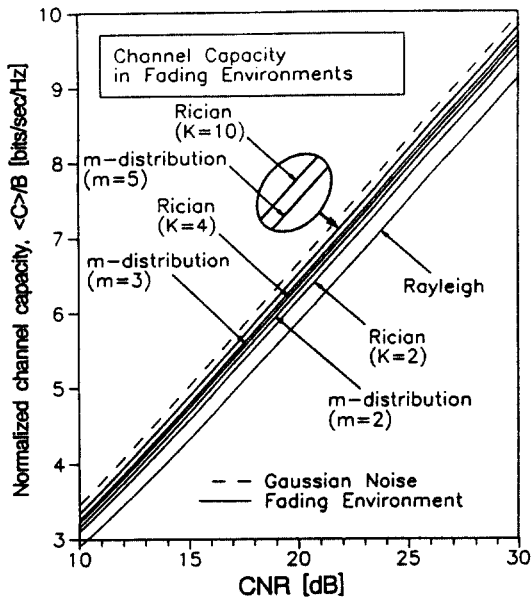


그림 5. 페이딩 통신로의 정규화된 통신 용량
Fig 5. Normalized channel capacity of fading channels.

아날로그 및 디지털 통신에 모두 사용되고 있다. 이러한 다이버시티 기법에 있어서 가장 중요한 관점은 신호가 사용 불가능한 레벨까지 내려가는 시간울을 크게 줄이는데 있으며, 다이버시티 효과는 branch의 독립성에 의존하므로 branch 사이의 상관성이 작을수록 다이버시티에 의한 개선치가 크다. 서로 다른 branch를 통하여 수신되는 신호가 어느 정도 유사한가는 상관계수로 표시하며 이 상관계수 값이 0인 경우는 두 branch 신호가 서로 무상관인 경우이고, 상관계수 값이 1이면 동일한 신호임을 의미한다.

이와같은 다이버시티 기법에는 합성법에 따른 분류와 합성 시점에 따른 분류가 있다. 합성법에 따른 분류로서는 다수의 branch를 통해 수신되는 신호를 어떻게 합성하느냐에 따라서 선택, 등이득, 최대비 합성법으로 나뉜다. 또 합성 시점에 따라서는 검파전 다이버시티와 검파후 다이버시티의 두가지 형태로 나뉜다. 일반적으로 등이득 합성법과 최대비 합성법은 검파전 다이버시티에서, 선택 합성법은 검파후 다이버시티에서 주로 이용된다^[12]. 본 논문에서는 Rayleigh 페이딩 통신로를 대상으로 하여 검파전 최대비 합성법과 검파후 선택 합성법을 사용할때 2-branch간의 상관계수 ρ 의 변화에 따른 통신용량의 개선 정도를 알아내기로 한다.

1. 합성 다이버시티

합성 다이버시티 중 선택 합성법은 각 branch 출력 중에서 신호 레벨이 최대인 branch를 선택하는 방법으로서 시스템 구성이 간단하다는 특징때문에 이동 통신에 있어서도 이용가치가 높다. 이와달리 최대비 합성법은 각 branch 출력을 그 포락선 레벨에 비례하는 계수만큼 가중시켜 이를 동위상으로 만든 다음 다시 각 branch의 평균 잡음 전력에 반비례하는 계수만큼 가중시키는데 순서적으로 강한 branch에는 상대적으로 큰 가중치를 주어 합성후의 신호 대 잡음전력비가 최대가 되도록 하는 합성법으로서 이는 합성법 중에서 최대의 개선효과가 있다^{[13],[14]}. 또한 등이득 합성법은 위상 동기 회로를 이용하여 각 branch의 신호를 동위상으로 만든 다음 이들을 가중치를 주지않고 합성하는 방법인데 이 방법은 최대비 합성법에 비해 비교적 회로 구성이 간단하며 최대비 합성법에 가까운 성능을 얻을 수가 있지만 거의 잡음만으로 이루어진 branch의 수신 입력도 더해지는 단점이 있다^[13].

2. 검파전 최대비 합성 다이버시티

검파전 최대비 합성 다이버시티는 다이버시티 효과가 가장 큰 방법이다. 그러나 이 기법은 합성이 검파전에 이루어지므로 가중치를 주거나 위상을 맞춤 필요가 있어 회로가 복잡해지는 단점이 있다. 2-branch의 신호대 잡음전력비가 서로 같고 이들 branch 사이에 상관성이 존재하는 경우, 최대비 합성 다이버시티에 대한 신호 대 잡음전력비의 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다^{[15],[16]}.

$$p(\gamma) = \frac{2}{\lambda_1 - \lambda_2} \left[\exp\left(-\frac{2\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{2\gamma}{\lambda_2}\right) \right] \quad (11)$$

여기서, ρ_0 는 상관계수, $\lambda_1 = 2\gamma_0(1 - |\rho_0|)$, $\lambda_2 = 2\gamma_0(1 + |\rho_0|)$ 이고 $\rho = |\rho_0|^2$ 이다.

따라서 식 (11)을 이용하면 Rayleigh 페이딩 통신로에서 검파전 최대비 합성 다이버시티를 사용할때 대역 B로 정규화시킨 통신 용량은 다음 식과 같이 하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle C \rangle/B &= \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) \frac{2}{\lambda_1 - \lambda_2} \left[\exp\left(-\frac{2\gamma}{\lambda_1}\right) - \exp\left(-\frac{2\gamma}{\lambda_2}\right) \right] d\gamma \quad (12) \end{aligned}$$

그림 6은 식 (12)의 수치계산 결과로서 상관계수의 변화에 따른 검파전 최대비 합성다이버시티를 사용한 경우의 통신 용량을 나타낸 것인데 무상관일때($\rho=0$)의 개선 특성이 가장 좋음을 알 수 있다. 이 경우에 있어서 Rayleigh 페이딩 통신로에 대한 개선치는 $CNR=20$ [dB]일때 구해보면 $0.40 \cdot B$ 이다. 상관계수 ρ 가 변화하는데 따른 통신 용량의 개선은 상관계수 ρ 가 클수록 작다는 것을 알 수 있다.

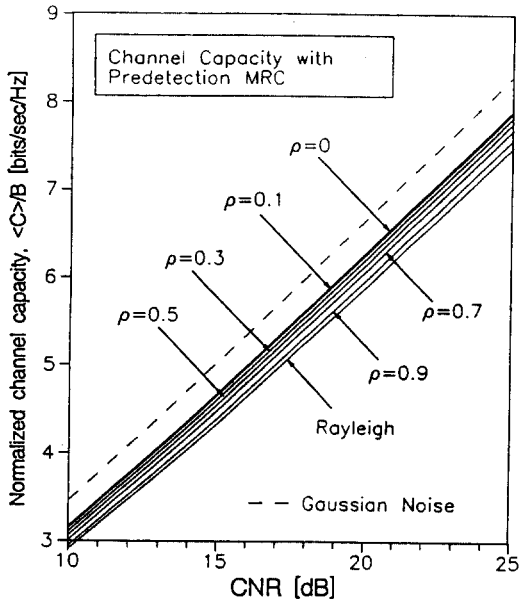


그림 6. 검파전 최대비 합성 다이버시티를 도입했을때의 정규화된 통신 용량

Fig 6. Normalized channel capacity with predetection maximal-ratio combining diversity.

3. 검파후 선택 합성 다이버시티

검파후 선택 합성 다이버시티는 수신신호 가운데 가장 큰 순시 신호를 선택하는 것으로서 branch 사이의 위상을 맞추는 필요가 없어 구성이 간단하다는 장점이 있다. 선택 합성법인 경우 단일 branch와 M-branch의 평균 신호 대 잡음전력비 사이에는 다음의 관계가 있다^{[2],[16]}.

$$\gamma_s = \gamma_0' \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \quad (13)$$

여기서 M은 branch의 수이고, γ_s 는 단일 branch의

평균 신호 대 잡음전력비, γ_0 는 M-branch의 평균 신호 대 잡음전력비이다.

따라서 식 (13)을 2-branch인 경우에 대해 정리하면 $\gamma_s = 3\gamma_0/2$ 이다.

본 논문에서는 2-branch일때 수신신호 사이에서 상관관계가 있고 각 branch의 평균 수신전력이 같다고 할 때 검파후 선택 합성 다이버시티에 의해 통신 용량이 어느 정도 개선되는가를 구한다. 검파후 선택 합성 다이버시티에 있어서 신호 대 잡음전력비 γ 에 대한 확률밀도함수는 식 (13)에서 구한 관계를 이용하면 다음과 같이 나타내진다^[17].

$$p(\gamma) = \frac{2}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{a\gamma}{\gamma_0}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \rho^{-m/2} I_m\left(\frac{b\gamma}{\gamma_0}\right) \quad (14)$$

여기서 $I_m(\cdot)$ 은 m차의 변형베셀함수이고, $a=2/(1-\rho)$, $b=a\sqrt{\rho}$ 이다.

식 (14)를 이용하면 Rayleigh 페이딩하에서 검파후 선택 합성 다이버시티를 사용할때 대역B로 정규화시킨 통신 용량은 다음과 같이 하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle C \rangle / B &= \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) \frac{2}{\gamma_0} \exp\left(-\frac{a\gamma}{\gamma_0}\right) \sum_{m=1}^{\infty} \rho^{-m/2} I_m\left(\frac{b\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma \quad (15) \end{aligned}$$

식 (15)의 수치계산 결과를 그림 7에 나타낸다. 그림 7은 상관계수 값의 변화에 따른 검파후 선택 합성 다이버시티때의 통신 용량을 나타낸 것인데 두 branch 사이가 무상관인 경우에 개선이 가장 크다는 것을 알 수 있다. 이때의 통신 용량을 Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량과 비교해 보면 $CNR=20$ [dB]일때 $0.37 \cdot B$ 만큼 개선된다. 또한 상관계수 ρ 에 따른 통신 용량의 개선은 검파전 최대비 합성 다이버시티때와 마찬가지로 상관계수 ρ 가 클수록 작아진다는 것을 알 수 있다.

4. 용량 개선치의 비교

검파전 최대비 합성 다이버시티와 검파후 선택 합성 다이버시티를 각각 도입했을때의 통신 용량의 비교를 위해 가우스 잡음 통신로와 Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량을 함께 그림 8과 그림 9에 나타낸다.

그림 8은 branch 사이의 상관계수 ρ 가 작은 경우인데 상관계수 ρ 에 관계없이 두 기법중 검파전 최대비

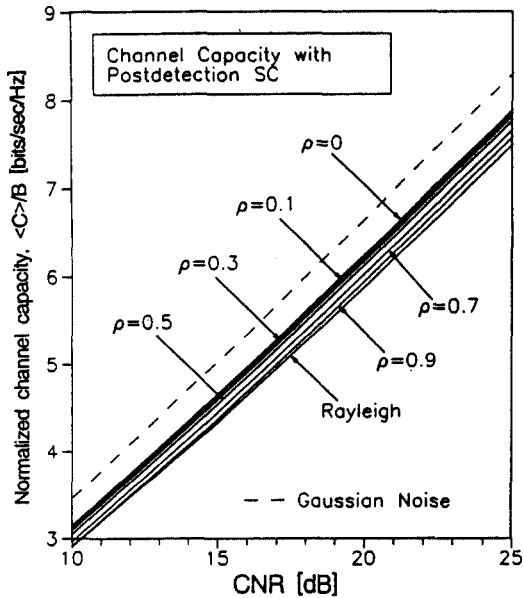


그림 7. 검파후 선택 합성 다이버시티를 도입했을때의 정규화된 통신 용량

Fig 7. Normalized channel capacity with postdetection selective combining diversity.

합성법이 검파후 선택 합성법보다 약간 우수하네, 그 통신 용량차이는 CNR = 20[dB]에서 각각 $\rho=0$ 일때 (그림 9 참조) $0.026 \cdot B$, $\rho=0.1$ 일때 $0.038 \cdot B$, $\rho=0.3$ 일때 $0.015 \cdot B$ 이다.

표 2. 다이버시티를 도입하므로써 얻어지는 Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량에 대한 통신 용량의 상대적 증가치[bits/sec/Hz]

Table 2. Relative increments of channel capacity over channel capacities of Rayleigh fading channel by adopting diversity[bits/sec/Hz].

Correlation coefficient (ρ)	Diversity technique	CNR [dB]			
		10	15	20	25
noncorrelative ($\rho=0$)	Predetection	$0.26 \cdot B$	$0.35 \cdot B$	$0.40 \cdot B$	$0.42 \cdot B$
	Postdetection	$0.24 \cdot B$	$0.32 \cdot B$	$0.37 \cdot B$	$0.40 \cdot B$
0.1	Predetection	$0.24 \cdot B$	$0.32 \cdot B$	$0.37 \cdot B$	$0.40 \cdot B$
	Postdetection	$0.21 \cdot B$	$0.29 \cdot B$	$0.34 \cdot B$	$0.36 \cdot B$
0.3	Predetection	$0.20 \cdot B$	$0.27 \cdot B$	$0.32 \cdot B$	$0.34 \cdot B$
	Postdetection	$0.19 \cdot B$	$0.26 \cdot B$	$0.31 \cdot B$	$0.33 \cdot B$
0.9	Predetection	$0.04 \cdot B$	$0.06 \cdot B$	$0.08 \cdot B$	$0.09 \cdot B$
	Postdetection	$0.01 \cdot B$	$0.04 \cdot B$	$0.07 \cdot B$	$0.08 \cdot B$

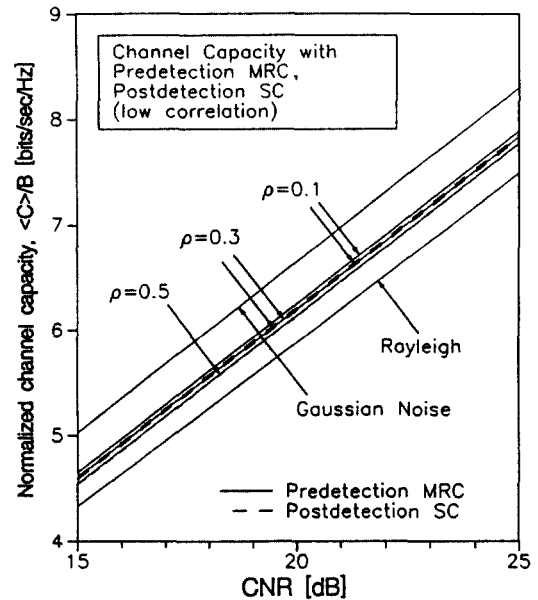


그림 8. 검파전 최대비 합성 다이버시티와 검파후 선택 합성 다이버시티를 도입했을때의 정규화된 통신 용량(상관이 작을 경우)

Fig 8. Normalized channel capacity with predetection maximal-ratio combining and postdetection selective combining diversity in case of low correlation coefficient.

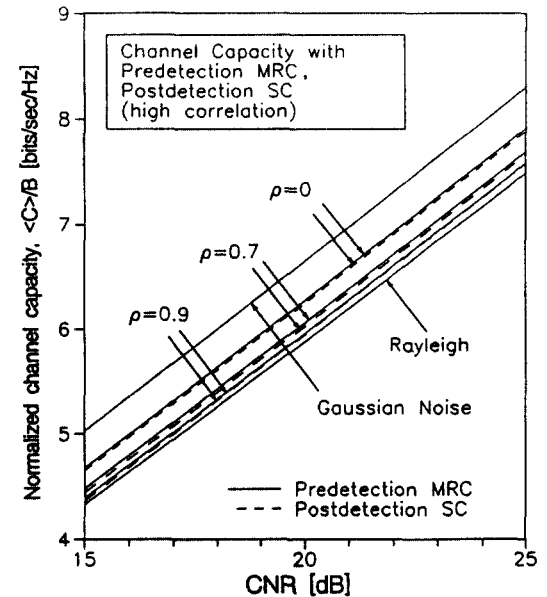


그림 9. 검파전 최대비 합성 다이버시티와 검파후 선택 합성 다이버시티를 도입했을때의 정규화된 통신 용량(상관계를 클 경우)

Fig 9. Normalized channel capacity with predetection maximal-ratio combining and postdetection selective combining diversity in case of high correlation coefficient.

또 그림 9는 branch 사이의 상관계수 ρ 가 클 경우인데 이때도 그림 8과 마찬가지로 검파전 최대비 합성법이 더 나음을 볼 수 있는데 상관계수 ρ 가 0.7일때 두 통신 용량의 차이는 $CNR = 20[\text{dB}]$ 인 경우 0.033·B이고, 상관계수 ρ 가 0.9일때는 0.012·B이다.

또한 그림 8과 그림 9로부터 다이버시티 기법을 채용하므로써 얻을 수 있는 Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량으로 부터의 개선치(증가치)를 알 수 있다. 그 개선치는 표 2와 같다.

V. 결 론

본 논문에서는 Rayleigh 페이딩 통신로, Rician 페이딩 통신로, 또 여러가지 페이딩 환경을 나타낼 수 있는 m-분포 페이딩 통신로의 통신 용량을 구하고 이것을 가우스 잡음만이 존재하는 통신로의 통신 용량과 비교하여 얼마나 감소되는 가를 알아보았다. 그리고 Rayleigh 페이딩 통신로를 대상으로 하여 페이딩에 의한 통신 용량의 감소를 줄이기 위한 방책으로서 검파전 및 검파후 합성 다이버시티 기법을 각각 도입하여 이것에 의해 통신용량이 Rayleigh 페이딩 통신로의 통신 용량에 비해 어느 만큼 개선되는 가를 구해냈다.

연구결과

- 1) 반송파 대 잡음 전력비(CNR)의 변화에 따른 가우스 잡음 통신로와 페이딩 통신로간의 통신 용량의 차이를 구할 수 있었다.
- 2) Rician 페이딩 통신로에 있어서는 직접파 대 반사파 전력비가 클수록 그리고 m-분포 페이딩 통신로에 있어서는 지수 m이 클수록 통신 용량이 가우스 잡음 통신로의 통신 용량에 가까워짐을 알 수 있었다.
- 3) Rayleigh 페이딩 통신로에 검파전 최대비 합성 다이버시티와 검파후 선택 합성 다이버시티를 각각 도입했을때의 통신 용량의 개선 정도는 2-branch 사이의 상관계수 값에 관계없이 검파

전 최대비 합성 다이버시티의 경우가 검파후 선택 합성 다이버시티의 경우보다 컸다.

- 4) Rayleigh 페이딩 통신로에서 2-branch 사이의 상관계수 값에 따른 검파전 최대비 합성 다이버시티와 검파후 선택 합성 다이버시티에 의한 통신 용량의 개선은 2-branch가 무상관일때가 가장 컸고 상관계수 값이 커질수록 두 방식 모두 개선이 작았다.

참 고 문 헌

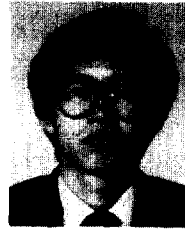
1. 滑川敏彦, 奥井重彦, 통신方式, 日本 東京: 森北出版株式會社, 1989年 9月.
2. J. D. Parsons, J. G. Gardiner, *Mobile communication systems*, Halsted Press, 1989.
3. W. C. Jakes, *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, Inc., 1974.
4. C. E. Shannon and W. Weaver, *The mathematical theory of communication*, Illinois: Illinois Univ. Press, 1949.
5. W. C. Y. Lee, "Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol.39, no.3, pp.187-189, Aug. 1990.
6. M. Nakagami, "The m-distribution-A general formular of intensity of rapid fading," *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W. C. Hoffman., Pergamon: New York, 1960.
7. W. C. Lee, *Mobile communications design fundamentals*, Howard W. Same & Co., 1986.
8. F. Davarian, "Fade margin calculation for channels impaired by Rician fading," *IEEE Trans. on Veh., Tech.*, vol.34, no.1, pp.41-44, Feb. 1992.
9. 황인수, 고봉진, 조성준, "이동통신로의 통신로 용량 평가," *한국통신학회 1992년도 추계종합학술발표회 논문집*, pp.423-427, 1992.
10. 황인수 "다이버시티에 의한 이동 통신로의 통신 용량 개선," *한국항공대학 대학원 석사학위논문*, 12. 1992.
11. 고봉진, 노재성, 조성준, "이동통신로의 통신로 용량," *한국통신학회 1992년도 하계종합학술발표회 논문집*, pp.684-687, 1992.
12. S. Stein, "Clarification of diversity statistics

- in scatter propagation," Proc. Symp. Statistical Methods in Radio Wave Propagation, pp. 274-295, 1960.
13. 池上文夫 外, デジタル 移動重信技術, 日本工業技術 センター, 1988.
14. D. G. Brennan, "Linear diversity combining techniques," Proc. IRE, vol.47, pp.1075-1102, June 1959.
15. W. C. Y. Lee, *Mobile communications engineering*, McGraw-Hill : New York, 1982.
16. M. Schwartz, W. R. Bennett and S. Stein, *Communication systems and techniques*, McGraw-Hill : New York, 1966.
17. K. Suwa, I. Shimizu and T. Hattori, "Diversity improvement of voice signal transmission using postdetection selection combining in land mobile radio," IEEE Journal on Selected Areas in Comm, vol.SAC-2, no.4, pp.518-527, July 1984.



高 鳳 震(Bong Jin Ko) 正會員
1963年 11月 6日生
1982年 3月~1986年 2月: 韓國航空
大學 航空通信工學科
卒業(工學士)
1986年 3月~1988年 2月: 韓國航空
大學大學院 卒業(工
學碩士)

1988年 9月~1989年 2月: 韓國航空大學 電子科 助教
1990年 3月~現在: 韓國航空大學大學院 博士課程 修了 韓
國航空大學 航空通信情報工學科 講師



黃 仁 洙(In Soo Hwang) 正會員
1967年 9月 11日生
1987年 3月~1991年 2月: 東新工科
大學 電子工學科 卒業
(工學士)
1991年 3月~1993年 2月: 韓國航空
大學大學院 卒業(工
學碩士)

1993年 3月~現在: 에이스 안테나 勤務



趙 成 俊(Sung Joon Cho) 正會員
1946年 1月 9日生
1965年 4月~1969年 2月: 韓國航空
大學 航空通信工學科
卒業(工學士)
1973年 4月~1975年 2月: 漢陽大學
校 大學院 卒業(工學
碩士)

1977年 4月~1981年 3月: 大阪大學大學院 通信工學科 卒
業(工學博士)
1969年 4月~1972年 7月: 海軍技術將校
1972年 8月~現在: 韓國航空大學 航空通信情報工學科 教
授 韓國通信學會 資格理事