

전파연구소 제50호, 1993년 연구보고서

전파자원 개발 연구

(도심지역에서의 전파전파 특성연구)

최정림, 위규진

요 약 문

도시에서의 수신신호는 대부분 건물에 의해 반사, 회절되어 수신신호의 진폭과 위상의 변화가 일어나고 왜곡파형을 만든다. 이러한 파들은 시간적 지연을 수반한 다중파가 된다.

이러한 다중전파경로에서는 선택적 페이딩이 일어난다. 본 보고에서는 이러한 전파전파 특성들을 수학적 모델들을 통해서 설명하였으며 향후 전파특성 실험의 기초 자료로 사용하고자 한다.

A B S T R A C T

Most of the received signal in urban environmental circumstances is refracted and reflected by the existing buildings. It causes thereby to deform amplitudes and phases, and distort wave form which results in multipath wave accompanied by time delay.

Selective fading occurs in the multipath propagation. Propagation characteristics is described using mathematics model in this report and it will be used for propagation experiment as a basis.

목 차

제1장 서론	706
제2장 본론	712
1. 산란모델	712
2. 도착각과 신호스펙트럼	714
3. 수신신호의 포락선	717
4. 수신신호의 위상	720
5. 포락선 자기상관관계와 기저대역 전력 스펙트럼	721
6. 수평교차비와 평균 페이드 지속시간	724
7. Rician 페이딩	728
제3장 결론	731
참고문헌	732

제 1 장 서 론

이동통신에 이용되고 있는 주파수대로는 종래 60MHz대에서 150MHz, 400MHz, 800MHz대로 점차 높은 주파수대로 확대되어 왔다.⁽¹⁾

특히, 대도시에서의 주파수 수급현황은 급격히 증가하고 1-3GHz대의 이동통신 주파수개발의 필요성을 강조한다. 이런 취지에서 도심내 전파특성들을 수학적인 모델들로 설명 하였다. 육상이동 통신은 고정된 하나의 송신체(base station)와 다수의 정지 혹은 이동하는 수신체(mobile unit) 사이에 이루어진다. 수신체의 안테나 높이가 낮기때문에 수신된 신호는 주위의 건물이나 다른 물체에 반사된 신호들의 합으로 표시된다.⁽²⁾⁻⁽⁵⁾

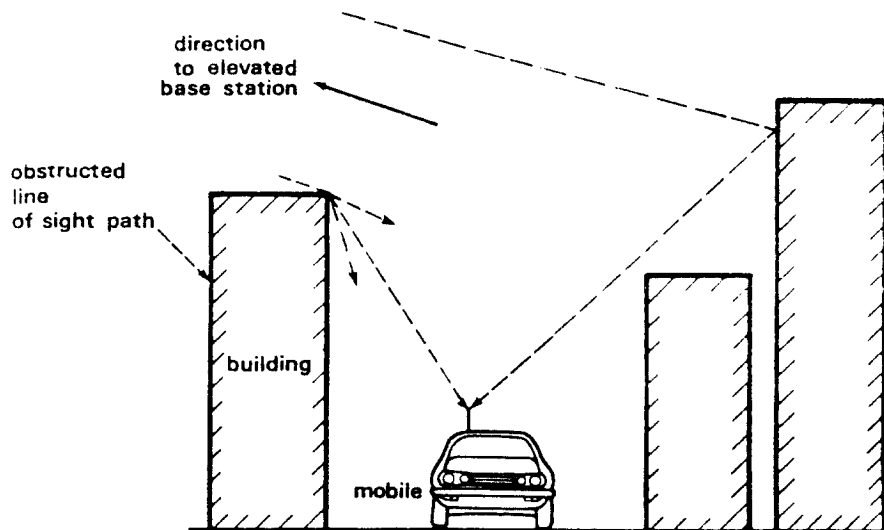


그림1 도심지역에서 전파전파 메카니즘의 모식도

그림1은 차량 안테나에 도달할 수 있는 전파경로 메카니즘을 보여준다. 실제로 다양한 입사파들은 여러 경로를 거쳐 거의 동시에 수신 안테나에 도달하고 서로 다른방향, 시간지연등을 수반한다. 이러한 현상을 다경로 현상(multipath effect)라 하며 육상 이동통신에서의 채널 상태에 심각한 영향을 미친다.⁽³⁾

일반적으로 도심환경에서 수신체에 수신된 신호의 포락선은 Rayleigh 분포를 가진다.⁽²⁾⁻⁽⁴⁾

이 신호들의 변동은 페이딩(fading)이라 부르고 국소적 다경로(local multipath)에 의해 야기되는 단기변동(short-term fluctuation)은 평균신호준위(mean signal level)에서의 장기변동(long-term fluctuation)-slow 페이딩과 구별해서 fast 페이딩이라 부른다. 또한 slow 페이딩은 종종 shadowing이라 부르는데 그 이유는 수신체가 언덕, 건물 등의 아래로 움직이므로해서 변화들이 일어나기 때문이다. 현재 slow 페이딩을 설명하는 수학적 모델은 아직까지 개발되어 있지않은 실정이다.⁽³⁾

그러나 수신신호의 중앙치 변동은 log-normal분포를 이루게 되므로 log-normal 페이딩이라고도 한다. 원래 페이딩은 공간적인 현상으로 이 변화들은 수신체가 다경로 장(multipath field)을 지나 움직이므로 해서 관측되는 일시적인 변화들이다.

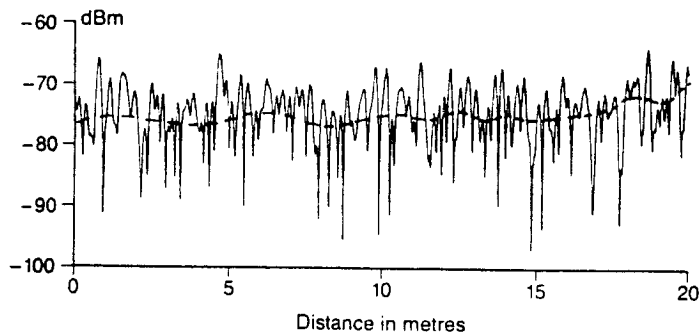


그림2 도심내에서 수신된 신호의 실험값 포락선.

대부분의 수신신호는 그림2와 같이 거리의 함수로 envelope한다. 고속 페이딩(fast fading)은 반파장의 거리 정도에서 관측되고 평균신호준위(mean signal level)에서 slow 변화는, 그림2의 점선(dotted line), 아주 먼거리에서 일어난다. 도심에서는 수신체가 임의의 속력을 가지고 이동하므로 초당 여러개의 페이딩을 통과하게 된다. 그래서 통신은 매우 어렵게 되지만 실제로는 자동차들이 자주 지나감으로 해서 field pattern을 교란시켜 제반 문제들을 쉽게 풀어준다. 송수신기들은 항상 상대적인 운동을 함으로 수신신호의 주파수는 도플러효과(doppler effect)에 의해 주파수이동(frequency shift)이 일어난다. 전파는 송신기에서 다경로 전파매질(multipath propagation medium)의 여러 경로를 통해 수신기로 전달된다. 따라서 고정된 수신기(stationary receiver)를 우선 고려하면 ‘정적인 다경로(static multipath)’ 상황을 생각할 수 있다. 이런 상황에서 협대역 신호(narrowband signal)가 송신되고 여러 신호들

이 수신기에 계속 전달된다. 여기서 수신되는 전파의 시간지연(time delay)이 중요한 의미를 가지고 각각의 수신 전파들은 서로 다른 시간지연을 갖는다. 이러한 시간지연 차는 전파의 서로 다른 성분들과의 중첩에 의해 상대적인 위상이동(phase shift)에 의해 생겨나고 그림3과 같이 두가지의 극단적인 경우를 나타낸다. A와 B가 합치면 진폭은 1의 경우와 같이 커지고 A와 C가 만나면 2의 경우와 같이 합성진폭은 소멸된다.

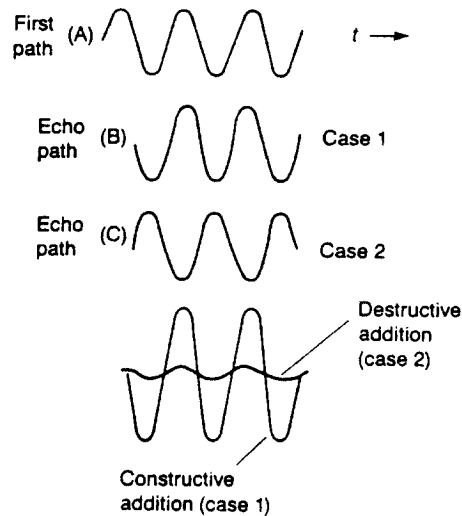


그림3 두개의 송신경로의 보상 및 소멸간섭.

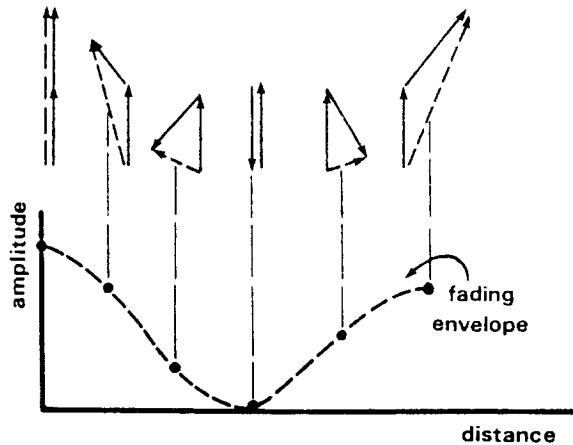


그림4 서로다른 위상을 가진 두개의 입사신호의 페이드 엔벨로프.

다음 수신기와 송신기가 모두 움직일 경우를 고려해 보면 모든 전파경로(propagation path) 길이가 변하는 ‘동적인 다경로(dynamic multipath)’ 상황을 고려해야 한다. 그래서 상대적인 위상이동은 공간의 위치함수로 나타난다. 그림4로부터 위치에 따라 변하는 상대적인 위상을 가지고 두개의 입사 경로로 입사하는 신호의 크기가 어떻게 변화하는지를 알수 있다. 어떤 지점에서는 신호의 크기에 보강이 일어나고 다른 지점에서는 소멸이 일어난다. 물론 실제로는 여러개의 다른 경로들을 결합한 여러 경로들이 존재하게 되고 이런 것들로 인해 그림2에서와 같이 복잡한 신호들의 포락선(envelope)이 나타난다. 수신기가 움직일 경우에는 전파경로 길이의 동적인 변화나 시간변화가 초래되고 도플러 효과가 발생한다. 운동에 의한 위상의 변화비는 각 전파경로에서 도플러 주파수 이동으로 볼수 있고 이것은 그림5와 같이 설명 할수 있다.

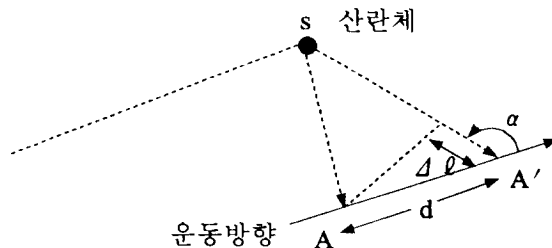


그림5 도플러 이동

그림5에서는 속도 v 인 이동체가 $A \rightarrow A'$ 로 움직이고 신호가 산란체 S 에 산란되

어 수신된다고 가정한다. 이동거리는 $d = v \cdot \Delta t$ 로 주어지고 전파(wave)의 경로길이의 변화는 $\Delta \ell = d \cdot \cos \alpha$ 이다. 그러면 위상변화는

$$\Delta \phi = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta \ell = -\frac{2\pi v \cdot \Delta t}{\lambda} \cdot \cos \alpha$$

이고 도플러 이동(Doppler Shift)은

$$f = -\frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \text{ -----(1)}$$

로 주어진다.

실제로 경로길이 변화는 전파(wave)와 운동의 방향사이의 각에 의존한다.

일반적으로 수신기의 앞쪽으로 도달하는 전파들은 양의도플러 이동을 한다. 도달하는 전파들의 최대 위상변화는 $f_m = \frac{v}{\lambda}$ 가 된다.

관측된 전자기장(electromagnetic field)과 신호의 포락선 그리고 위상들의 통계적인 특성들을 설명하기 위해 여러 개의 다경로 모델들이 제시되어 왔다. 이러한 모델들 중에 최초의 것은 Ossana에 의해 제기된 모델이다. Ossana는 입사파와 random하게 위치한 건물들의 면에 의해 반사된 반사파와의 간섭을 토대로 하여 기술하였다.

Ossana의 모델이 비록 교외 지역에서 측정한 전력 스펙트럼(power spectra)과 아주 잘 일치한다고 하더라도 그것은 수신기와 송신기 사이에 직 경로(direct path)가 존재한다고 가정하여 반사각의 범위를 사실상 제한하고 있다. 그래서 Ossana 모델은 많은 건물들이 있는 도심 지역에서는 적당한 모델이 아니며 산란을 고려한 모델이 도심 지역에서는 더 적합한 것이다. 가장 널리 알려진 것 중에 하나가 Clarke 모델이다. 이것은 Gilbert에 의해 제안되었고 이동체 안테나에 입사하는 전파는 수평으로 진행하는 평면파로만 구성된다고 가정하였다. 또한 이러한 평면파는 임의의 입사각과 random하고 통계적으로 독립적인 위상각을 가지며 수직 편파된 것이다. 이 경우 수신신호의 포락선은 Rayleigh 분포를 한다. 더우기 이런 위상각들은 $0 \sim 2\pi$ 구간에서 균일한 확률분포함수(probability density function, PDF)를 가진다.

즉, $p_\alpha(\alpha) = \frac{1}{2\pi}$ 로 주어지고 여기서 α 는 그림5에 설명한 것이다. 그러나 Aulin은 도심 지역에서는 신호가 수평방향으로만 진행한다는 Clarke의 가정을 받아들일 수 없다고 주장하고, 신호의 수직, 수평성분을 모두 고려한 더욱 일반적인 방법을 제

안하였다. Aulin의 모델은 신호의 수직성분을 무시하면 Clarke의 모델과 일치하며 Clarke의 모델에서 전력 스펙트럼이 실제의 값과 일치하지 않는 문제점을 완전히 해결하였다.⁽⁶⁾

제2장 본론

1. 산란모델(Scattering model)

그림6은 수신기가 원점에 위치하고 n 번째 입사하는 입사파는 크기가 C_n , 위상이 ϕ_n 그리고 도착각(arrival angle)이 α_n, β_n 들을 가진다. 각각의 파라미터 C_n, ϕ_n, α_n 그리고 β_n 은 모두 통계적으로 독립이고 random하다.

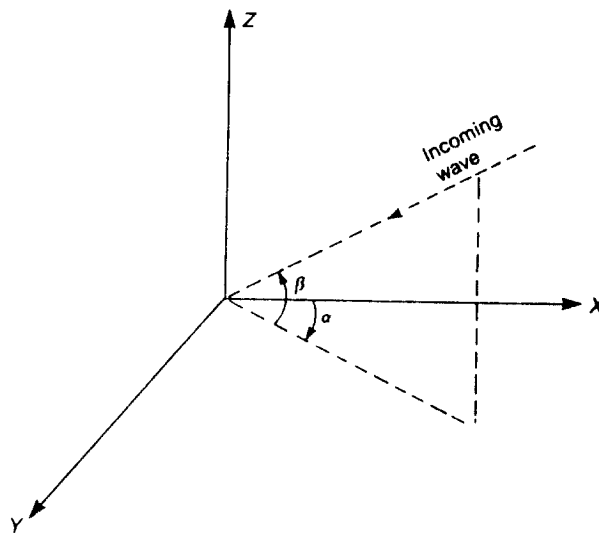


그림6 공간기준 좌표계; α 는 X-Y평면에 있고, β 는 X-Y평면에 있다.

일반적으로 수신된 신호의 크기는 모든 방향에 대해 통계학적으로 일정하므로 그 평균자승값(mean square value)은

$$E \{ C_n^2 \} = \frac{E_0}{N} \text{-----}(2)$$

이다. 여기서 E_0 는 양의 상수이다. 그리고 $E \{ \cdot \}$ 는 통계학적 평균이며 N 은 경로의 갯수를 나타낸다. Clarke 모델에서는 $\beta_n = 0$ 이 된다. 또한 ϕ_n 은 0에서 2π 까지 균일한 분포를 가지므로 α_n, β_n 의 확률밀도함수는 각각 $P_{\alpha_n}(0), P_{\beta_n}(0)$ 로 표시한다. 그러므로 송신신호를 $E_0(t)$ 라 표시하면

$$E_o(t) = C_o \cos(\omega_o t + \phi_o(t)) \text{-----}(3)$$

로 할수 있다. 또한 임의의 수신지점 (x_o, y_o, z_o) 에서의 수신신호는

$$E(t) = \sum_{n=1}^N E_n(t) \text{-----}(4)$$

로 표시할 수 있고 여기서 $E_n(t)$ 를 다시 표현하면

$$E_n(t) = C_n \cos\left[\omega_o t - \frac{2\pi}{\lambda} (x_o \cos \alpha_n \cdot \cos \beta_n + y_o \sin \alpha_n \cos \beta_n + z_o \sin \beta_n) + \phi_n\right] \text{-----}(5)$$

와 같다. 여기서 만약에 수신점이 X-Y 평면에서 X축과 γ 각을 이루고 v 라는 속도로 움직인다면 단위 시간후, 수신점의 좌표는 (x_o, y_o, z_o) 에서 $(v \cos \gamma, v \sin \gamma, z_o)$ 로 된다. 따라서 수신전파는

$$E(t) = I(t) \cos \omega_o t - Q(t) \sin \omega_o t \text{-----}(6)$$

로 표시되며 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 는 동상(in-phase)이고 수신신호의 직각 성분이다. 즉,

$$I(t) = \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_n t + \theta_n) \text{-----}(7)$$

$$Q(t) = \sum_{n=1}^N C_n \sin(\omega_n t + \theta_n)$$

그리고

$$\begin{aligned} \omega_n &= \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cdot \cos \beta_n \\ \theta_n &= \frac{2\pi z_o}{\lambda} \sin \beta_n + \phi_n \end{aligned} \text{-----}(8)$$

이다. 여기에서 $\omega_n (= 2\pi f_n)$ 이 n 번째 전파에 의해 관측된 도플러 이동을 나타낸다. 위의 식 (4)-(8)은 $\beta=0$ 을 대입하면 2차원 Clarke 모델로 표시된다. $I(t)$ 와 $Q(t)$ 는 N 이 충분히 클경우 CLT(central limit theorem)에 의해 평균이 0인 가우스 분포가 된다. 이때 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 가 서로 독립이면, 수신신호의 포락선 $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$ 은 Rayleigh 분포, 위상 $\tan^{-1} \frac{Q(t)}{I(t)}$ 은 균일분포를 가진다. 따라서 I 와 Q 의 확률밀도함수를 보면

$$P_X(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \text{ -----(9)}$$

와 같다. 여기서 $x = I(t)$ 혹은 $Q(t)$ 이고 $\sigma^2 = E\{C^2 n\} = E_0/N$ 이다.

2. 도착각과 신호 스펙트럼

수신기나 송신기가 이동할 경우를 생각하자. 그러면 수신신호의 주파수는 도플러 이동이 생기고 이러한 주파수 변화는 도착각 α_n , β_n 그리고 이동방향과 관련되어 있다. 그림6과 같이, n 번째 입사하는 전파는 (8)식에 의해 다음과 같은 주파수 변화를 갖는다. 즉,

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cdot \cos \beta_n \text{ -----(10)}$$

가 된다. 시간지연 τ 로 표현되는 자기상관관계(autocorrelation)함수를 구해보면

$$\begin{aligned} E\{E(t) \cdot E(t + \tau)\} &= E\{I(t) \cdot I(t + \tau)\} \cos \omega_c t - E\{I(t) \cdot Q(t + \tau)\} \sin \omega_c t \\ &= a(\tau) \cos \omega_c t - c(\tau) \sin \omega_c t \text{ -----(11)} \end{aligned}$$

가 된다. 여기서 $a(\tau) = \frac{E_0}{2} E\{\cos \omega_c t\}$, $c(\tau) = \frac{E_0}{2} E\{\sin \omega_c t\}$ 이다. 앞에서 언급한 α 와 β 의 확률밀도함수가

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \text{ -----(12)}$$

이므로 $a(\tau)$ 는

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} \int_{-\pi}^{\pi} J_0(2\pi f_m \tau \cos \beta) p_\beta(\beta) d\beta \text{ -----(13)}$$

이다. 여기서 J_0 는 1종 Bessel 함수이고 $C(\tau) = 0$ 이 된다. 만약에 $p_\beta(\beta) = \delta(\beta)$ 이면 이것은 2차원 Clarke 모델이 된다.

즉,

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} J_0(2\pi f_m \cdot \tau) \text{-----(14)}$$

(14)식은 Fourier 변환을 하면,

$$A_o(f) = F[a_o(\tau)]$$

$$= \begin{cases} \frac{E_0}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_m)^2}} & , |f| \leq f_m \\ 0 & , \text{그외} \end{cases} \text{-----(15)}$$

이 스펙트럼은 최대 도플러 이동 $f_m = v/\lambda$ 내로 제한된다. 그러나 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)는 $f_c \pm f_m$ 에서 무한이 된다. 식(13)에서 일반해를 구하기 위해 Aulin은 $p(\beta)$ 를

$$p(\beta) = \begin{cases} \frac{\cos \beta}{2 \sin \beta_m} & , |\beta| \leq |\beta_m| \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & , \text{그외} \end{cases} \text{-----(16)}$$

이라 하였다.

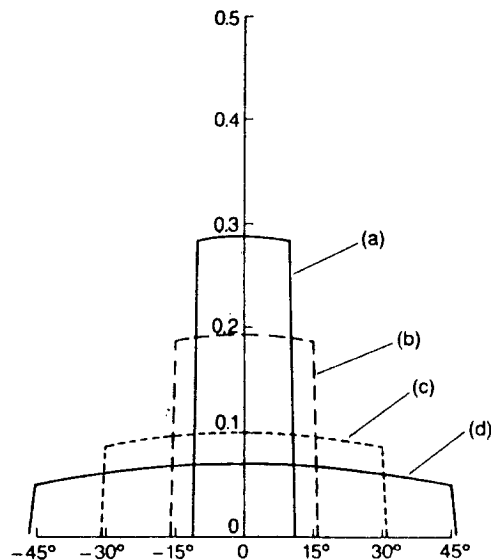


그림7 (a) β 에 대한 확률밀도함수 ; Aulin에 의한 제안됨.

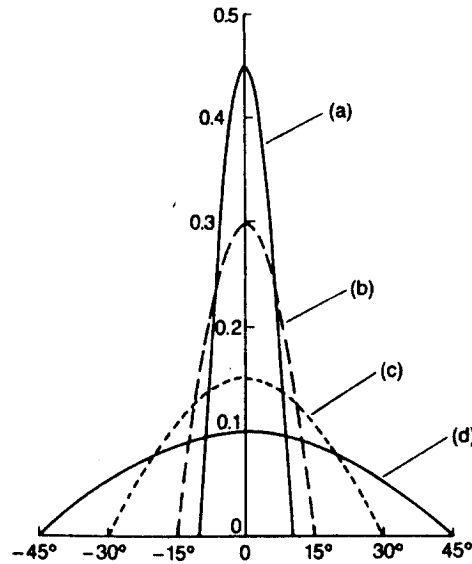


그림7 (b) β 에 대한 확률밀도함수; 식(18)에 의해 표현됨.

a) $\beta_m=10^\circ$, b) $\beta_m=15^\circ$, c) $\beta_m=30^\circ$, d) $\beta_m=45^\circ$

(16)식의 그림은 그림7 (a)에 해당되고 β_m 이 작은 경우에 더 적합하다. Aulin의 모델에서 자기상관계함수를 Fourier 변환을 하면,

$$A_1(f) = F[a(\tau)]$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} 0 & , |f| > f_m \\ \frac{E_0}{4\sin \beta_m} \cdot \frac{1}{f_m} & , f_m \cos \beta_m \leq |f| \leq f_m \text{ -----(17)} \\ \frac{1}{f_m} \left[\frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{2\cos^2 \beta_m - 1 - (f/f_m)^2}{1 - (f/f_m)^2} \right], & |f| < f_m \cos \beta_m \end{array} \right.$$

가 된다. 그림7 (b)에서 보인 확률밀도함수(PDF)는

$$p_\beta(\beta) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{\pi}{4|\beta_m|} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\beta}{\beta_m}\right), & |\beta| \leq |\beta_m| \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & , \text{그외} \end{array} \right. \text{ -----(18)}$$

이다. 그림8은 식(15), (17), (18)들을 나타낸 그림이다. 이때 $\beta_m=45^\circ$ 일 경우이다. $A_2(f)$ 는 (18)식을 가지고 (13)식을 이용하여 standard numerical technique으로 계산하였다.

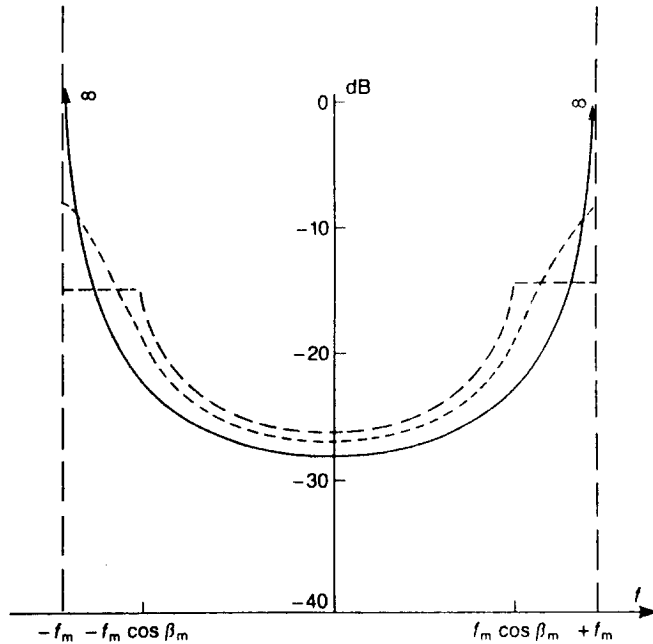


그림8. 다른산란모델을 이용한 RF 전력 스펙트럼의 형태

—————	$A_0(f)$: Clarkes 모델	} $\beta_m = 45^\circ$
- - - - -	$A_1(f)$: Aulins 모델	
.....	$A_2(f)$: 식(18)	

모든 스펙트럼들은 band가 주파수 범위 $|f| \leq f_m$ 으로 제한 되어진다. 그림8에서 보듯이 처음 두경우에 있어서 전력 스펙트럼밀도(power spectral density)는 항상 유한하다. 반면 $A_0(f)$ 는 $|f| = f_m$ 에서 발산한다. 그러므로 RF 신호 스펙트럼은 $\pm f_m$ 주파수 범위내로 band 제한을 한다. 그러나 이러한 범위내에서 전력 스펙트럼 밀도는 도착 각 α 와 β 의 함수인 확률밀도함수(PDF)에 의존한다.

3. 수신신호의 포락선

실제 전파 수신기가 수신신호의 성분 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 를 검출할 수 없다면, 복소신호 $E(t)$ 의 위상과 포락선을 구하여 수신신호들을 해석할 수 있다. 복소신호 $E(t)$ 의 포락선을 $r(t)$ 라 하면

$$r(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$$

로 주어진다. 그리고 $r(t)$ 의 확률밀도함수(PDF)는

$$pr(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \text{-----(19)}$$

이다. 여기서 σ^2 은 평균전력(mean power)이고 $\frac{r^2}{2}$ 은 단기 신호전력(short-term signal power)이다. 이것은 Rayleigh 밀도함수이고 누적분포함수(cumulative distribution function)에 의해 주어진 특정값 R 을 넘지 못하는 확률이다. 즉,

$$\begin{aligned} \text{Prob}[r \leq R] &= \text{Pr}(R) = \int_0^R pr(r)dr \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \text{-----(20)} \end{aligned}$$

이다. 또한 포락선의 기대값은

$$\begin{aligned} r_{\text{mean}} &= E\{r\} = \int_0^\infty r pr(r)dr \\ &= \int_0^\infty \frac{r^2}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) dr \\ &= \sigma \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \simeq 1.2533 \sigma \text{-----(21)} \end{aligned}$$

가 된다. 평균 제곱치는

$$E\{r^2\} = \int_0^\infty r^2 pr(r)dr = 2\sigma^2 \text{-----(22)}$$

이고, 편차는

$$\begin{aligned} \sigma^2_r &= E\{r^2\} - E\{r\}^2 \\ &= 2\sigma^2 - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \\ &= \sigma^2 \left(\frac{4 - \pi}{2}\right) \\ &= 0.4292 \sigma^2 \text{-----(23)} \end{aligned}$$

이다. 여기서 최적값 r_m 을 구하기 위해서 (20)식을 이용한다. 최적값에서의 확률, $\text{Pr}(r_m) = 0.5$ 이므로 이것을 이용한다. 즉,

$$1 - \exp\left(-\frac{r_M^2}{2\sigma^2}\right) = 0.5$$

이고, 따라서

$$r_M = \sqrt{2\sigma^2 \ln 2} \simeq 1.1774 \sigma \text{ -----(24)}$$

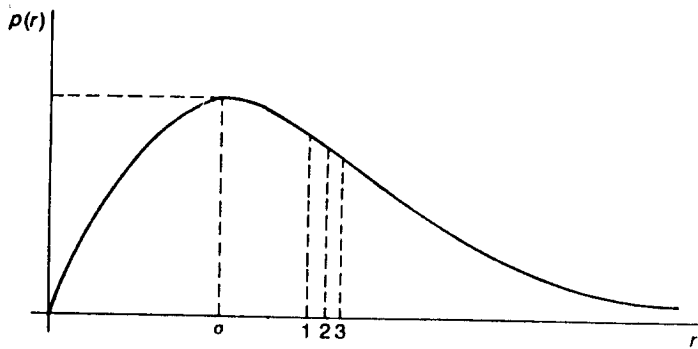


그림9 Rayleigh 분포의 PDF; 1=중앙값(50%), 1.1774 σ ,
2=평균값, 1.2533 σ ,
3=RMS값, 1.41 σ

그림9는 Rayleigh 함수의 확률밀도함수(PDF)를 나타낸다. 식(19)와 (20)을 σ 대신 최적, 평균-자승, 평균의 항으로 표시하면 더 편리하다. 왜냐하면, 이는 이들의 파라미터에 대한 포락선 거동을 측정하는데 유용하기 때문이다. 번거러움을 피하기 위해 $E\{r\} \rightarrow \bar{r}$, $E\{r^2\} \rightarrow \overline{r^2}$ 로 표시하기로 한다. 따라서, 평균 자승치의 항으로 표시하면,

$$\begin{aligned} p(r) &= \frac{2r}{\overline{r^2}} \exp\left(-\frac{r^2}{\overline{r^2}}\right) \\ Pr(R) &= 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{\overline{r^2}}\right) \text{ -----(25)} \end{aligned}$$

이고, 또 평균치의 항으로 표시하면,

$$\begin{aligned} p(r) &= \frac{\pi r}{2\bar{r}^2} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{4\bar{r}^2}\right) \\ Pr(R) &= 1 - \exp\left(-\frac{\pi R^2}{4\bar{r}^2}\right) \text{ -----(26)} \end{aligned}$$

그리고 최적치로 표시하면,

$$p_r(r) = \frac{2r \ell n 2}{rM^2} \exp\left(-\frac{r^2 \ell n 2}{2rM^2}\right)$$

$$P_r(r) = 1 - 2^{-\left(\frac{R}{rM}\right)^2} \text{-----}(27)$$

가 된다.

4. 수신신호의 위상

수신된 신호의 위상을 $\theta(t)$ 라 하고 이것을 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 항으로 표시하면

$$\theta(t) = \tan^{-1}[Q(t)/I(t)] \text{-----}(28)$$

가 된다. 이것은 $(0, 2\pi)$ 구간에서 아래와 같이 균일한 분포를 가진다. 즉,

$$p_{\theta}(\theta) = 1/2\pi \text{-----}(29)$$

이다. 그리고 위상의 평균값은

$$E\{\theta\} = \int_0^{2\pi} \theta p_{\theta}(\theta) d\theta$$

$$= \pi \text{-----}(30)$$

이고 평균 자승값은

$$E\{\theta^2\} = \int_0^{2\pi} \theta^2 p_{\theta}(\theta) d\theta$$

$$= \frac{4\pi^2}{3} \text{-----}(31)$$

이다. 이러한 결과를 이용해서 편차를 구하면

$$\sigma_{\theta}^2 = E\{\theta^2\} - E\{\theta\}^2$$

$$= \frac{\pi}{3} \text{-----}(32)$$

가 된다.

5. 포락선 자기상관관계와 기저대역 전력 스펙트럼

RF 스펙트럼을 얻기 위해 수신신호의 자기상관함수를 앞절에서 설명을 하였다. 스펙트럼은 대역폭이 $f_c \pm f_m$ 으로 제한되지만 이런 대역폭 내에서 스펙트럼의 모양은 확률밀도함수의 공간각 α , β 와 같은 다른 요인들에 의해 결정된다.

이제 포락선 $r(t)$ 의 자기상관함수를 구하여 이것을 이용해서 기저대역 스펙트럼을 얻을 수 있다. 포락선의 평균은 식(21)에 의해

$$\begin{aligned} E\{r(t)\} &= \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot a(0)} \end{aligned}$$

와 같이 구할 수 있다. 그리고 자기상관함수는

$$\rho_r(\tau) = E\{r(t) \cdot r(t + \tau)\} \text{ -----(33)}$$

가 된다. 이것을 계산하면 hypergeometric function이 된다. 수식으로 표현하면,

$$\rho_r(\tau) = \frac{\pi}{2} a(0) \cdot F[-\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}; 1, (\frac{a(\tau)}{a(0)})^2] \text{ -----(34)}$$

가 된다. 여기서 $F[\dots]$ 는 hypergeometric function이고 $a(\tau)$ 는 식(13)에 의해 정의된 것이다. 식(34)의 Fourier 변환은 어렵고 다항식(polynomial)으로 전개를 할 수 있다. 그래서 2차항 이상은 무시하여 근사적으로 계산할 수 있다. 그 근사치는

$$\rho_r(\tau) = \frac{\pi}{2} a(0) [1 + \frac{1}{4} (\frac{a(\tau)}{a(0)})^2] \text{ -----(35)}$$

가 된다. 처음 두항을 취한 이유는 $\tau=0$ 일때 얻은 $\rho_r(\tau)$ 의 값이 $1.96\sigma^2$ 인데 이것은 실제값 $2\sigma^2$ 와 단지 1.8% 차이가 난다. 원칙적으로 포락선의 연속 스펙트럼량에 관심이 있기 때문에 autocovariance 함수를 사용할 수 있다. 따라서

$$r_c(\tau) = E\{r(t) \cdot r(t + \tau)\} - E\{r(t)\} \cdot E\{r(t + \tau)\} \text{ -----(36)}$$

이다. 정상적 과정(stationary process)에 대해, $E\{r(t)\} = E\{r(t + \tau)\}$ 이므로

$$\begin{aligned}
 r_r(\tau) &= \frac{\pi}{2} a(0) \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{a(\tau)}{a(0)} \right)^2 \right] - \frac{\pi}{2} a(0) \\
 &= \frac{\pi}{8a(0)} a^2(\tau) \quad \text{-----(37)}
 \end{aligned}$$

가 된다.

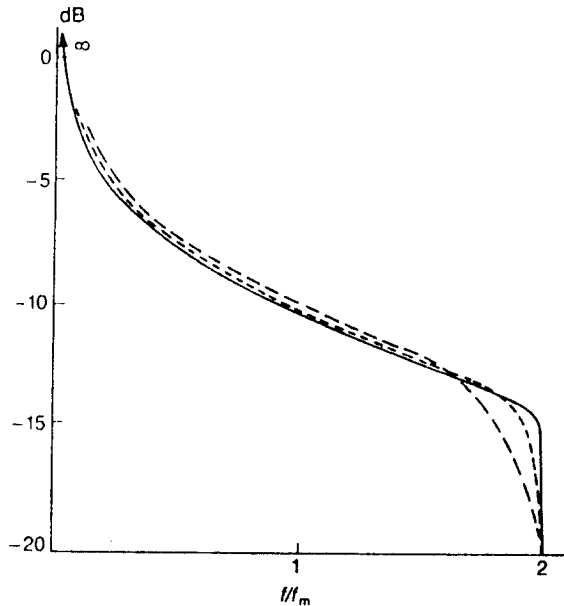


그림10 다른 산란모델을 이용해서 기저대역 전력 스펙트럼의 형태

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{----- } s_0(f); \text{ Clarke's 모델} \\
 \text{----- } s_1(f); \text{ Aulin's 모델} \\
 \text{----- } S_2(f); \text{ 식(18) 모델}
 \end{array} \right\} \beta_m = 45^\circ$$

잡음 페이딩 채널에서 캐리어 대 노이즈 비(carrier-to-noise ratio)는 r^2 에 비례한다.

그래서 자승 포락선(squared envelope)의 autocovariance는

$$E\{r^2(t) \cdot r^2(t + \tau)\} = 4[a^2(0) + a^2(\tau)]$$

이고 식(22)에 의해 $E\{r^2(t)\} = 2a(0)$ 이므로, 따라서

$$\begin{aligned}
 r_r(\tau) &= 4[a^2(0) - a^2(\tau)] - 4a^2(0) \\
 &= 4a^2(\tau) \quad \text{-----(38)}
 \end{aligned}$$

가 된다. $r(t)$ 와 $r^2(t)$ 의 전력 스펙트럼은 다음과 같이 표현된다. 즉,

$$\begin{aligned} S(f) &= F\{C a^2(\tau)\} \\ &= CA(f) \cdot A(f) \text{ -----(39)} \end{aligned}$$

여기서 $A(f)$ 는 식(17)의 $A_1(f)$ 와 식(13), (18)에 의해 얻어진 $A_2(f)$ 이다. 만약 $A(f)$ 가 $A_2(f)$ 이 된다면,

$$C = \frac{\pi}{8a(0)} \quad \text{또는 } 4$$

가 된다. 따라서 RF 스펙트럼을 정확히 계산하면

$$\begin{aligned} S_o(f) &= CA_o(f) \cdot A_o(f) \\ &= C\left(\frac{E_o}{4\pi}\right)^2 \frac{1}{f_m} K\left\{1 - \left(\frac{f}{2f_m}\right)^2\right\}^{1/2} \text{ -----(40)} \end{aligned}$$

이다. 여기서 $K(\cdot)$ 는 1종 타원적분이다. 이것은 $f \rightarrow 0$ 이면 $S_o(f) \rightarrow \infty$ 가 된다. 일반적으로 식(39)는 $p_\beta(\beta)$ 가 알려져야지만 계산 가능하다. 식(16)과 (18)식에 의해 주어진 $p_\beta(\beta)$ 를 가지고 기저대역 스펙트럼 $S_1(f)$ 와 $S_2(f)$ 의 수치 계산을 할 수 있다. $S_o(f)$, 와 $S_2(f)$ 의 비교는 그림10에 나타나 있으며 logarithmic scale을 사용한 것이다. 그리고 $f=0$ 일때 $S_o(f) \rightarrow \infty$ 이지만 $S_1(f)$ 와 $S_2(f)$ 는 항상 유한하다.

6. 수평 교차비와 평균 페이드 지속시간

그림2에서는 신호 포락선이 빠른 페이딩을 나타낸다. 이동체가 움직이므로 해서 페이딩 비와 포락선 진폭(envelope amplitude)의 변화비는 변한다. 2차원 모델과 3차원 모델 모두 Rayleigh 확률밀도함수가 신호의 평균이 일정하다고 간주하고 거리에 대한 포락선의 1차 근사 통계를 묘사한다. 1차 근사 통계는 시간이나 거리가 변수 요인이 아니고 Rayleigh 분포가 포락선이 특정한값 이하에 놓일 시간이나 위치의 전체비율과 같은 정보를 준다. 이미 그림2에서 언급했듯이, 심한 페이드 보다는 약한 페이드가 훨씬 자주 일어난다. 시스템 엔지니어들은 주어진 심도(depth) 이하로의 페이드 평균 지속시간과 임의의 심도로의 페이드 발생에서 그비율의 정량적인 묘사에 관심이 있다. 이것은 디지털 전파 시스템에서 비트 전송률(bit rate), 단위길이 그리고 부호체계들을 선택하는데 있어서 상당한 도움을 준다. 이런 정보들은 수평 교차비(level crossing rate)와 평균 페이드 지속시간(average fade duration)의 향으로 표시된다. 그림11에서 이 방법을 설명하였다. 임의의 특정한 준위에서 수평 교차비(LCR)는 포락선이 순방향(또는 역방향)으로 그준위와 교차하는 평균 비율로 정의되어진다. 이런 평균 비율을 구하기 위해 특정 준위 R 의 결합 확률밀도함수 $p(R, \dot{r})$ 와 곡선의 기울기 $\dot{r} (= \frac{dr}{dt})$ 를 알 필요가 있다. 이 결합 확률밀도함수의 향에서, 단지 순방향(positive-going)교차만을 고려한다.

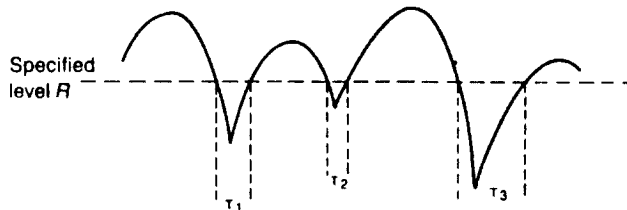


그림11 LCR와 AFD; LCR=초당 순방향 교차수의 평균,

$$AFD = \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n \text{의 평균}$$

그리고 준위 교차 비율(level-crossing rate) N_R 은

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad \text{-----}(41)$$

로 주어진다. 또한 결합 확률밀도함수 $p(R, \dot{r})$ 는

$$p(R, \dot{r}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} p(R, \dot{r}, \theta, \dot{\theta}) d\theta d\dot{\theta} \quad \text{-----(42)}$$

로 주어진다. Rice는 R, \dot{r} 들이 서로 독립이고

$$p(R, \dot{r}) = p_R(R) \cdot p_{\dot{r}}(\dot{r})$$

임을 보였다.⁽⁵⁾ 따라서 준위 R 에서 평균 교차비는

$$N_R = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_m \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{-----(43)}$$

가 된다. 식(22)로 부터 $2\sigma^2$ 은 평균 자승값임을 알고있고 $\sqrt{2}\sigma$ 는 RMS(root-mean-square)값이다. 그러므로 식(43)은 다음과 같이 표현된다.

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2) \quad \text{-----(44)}$$

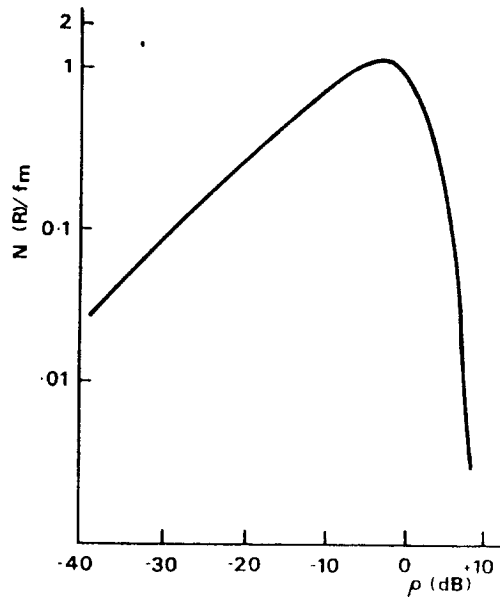


그림12. 등방산란일때 수직단극(vertical monopole)에 대한 규격화된

준위 교차비.

여기서 $\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R}{R_{RMS}}$ 이다. 이것은 식(44)가 N_R 의 값이 초당 평균 교차수의 향으로 표시됨을 의미한다. 그러므로 이것은 이동체 속도의 함수와 f_m 으로 표시된다. 그리고 이것을 f_m 으로 나누면 파장당 준위 교차수가 된다. 그림12는 이것을 나타낸다. 여기에서는 높은 준위와 낮은 준위에서의 교차수는 적지만 $R = \sigma$ 일때, 즉 RMS 준위보다 낮은 3dB 준위에서 최대 비율이 된다. 식(24)와 (43)을 이용해서

파장당 규격화된 준위 교차의 평균수는

$$\frac{NR}{f_m} = \sqrt{2\pi \ell n 2} \left(\frac{R}{r_m} \right) 2^{\left(\frac{R}{r_m} \right)^2} \quad (45)$$

가 된다. 이식은 전송매체 주파수(carrier frequency)와 이동체 속도에 무관하다. 어떤 임의의 특정 준위 R 이하의 평균 페이드 지속시간 τ 도 그림11에 설명되어 있다. 따라서 AFD는

$$E\{\tau_R\} = \frac{Pr(R)}{NR} \quad (46)$$

와 같다. 여기서 $Pr(R)$ 은 식(20)에 의해 주어진다. 식(43)에 의해

$$E\{\tau_R\} = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \cdot \frac{\exp\left(\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) - 1}{Rf_m} \quad (47)$$

가 된다. 여기서 f_m 을 곱하면 이식을 공간항으로 표현할 수 있다. 즉,

$$L_R = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \cdot \frac{\exp\left(\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) - 1}{R} \quad (48)$$

이고, 다시 이것을 RMS 값의 항으로 표시하면

$$L_R = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho \cdot f_m \sqrt{2\pi}} \quad (49)$$

가 되고 또한 중앙값(median value)의 항으로 표시하면

$$L_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi \ell n 2}} \cdot \frac{2^{(R/r_m)^2} - 1}{R/r_m} \quad (50)$$

가 된다. 규격화된 AFD는 그림13과 같이 ρ 의 함수로 표시 된다.

표1 평균 페이드길이와 중앙값에서 측정한 페이드에 대한 교차비.

<i>Fade depth</i>	<i>Average fade length (wavelengths)</i>	<i>Average crossing rate (wavelengths⁻¹)</i>
0	0.479	1.043
-10	0.108	0.615
-20	0.033	0.207
-30	0.010	0.066

표1은 여러 페이드 심도에 대한 AFD와 LCR(level crossing rate)을 보여준다.

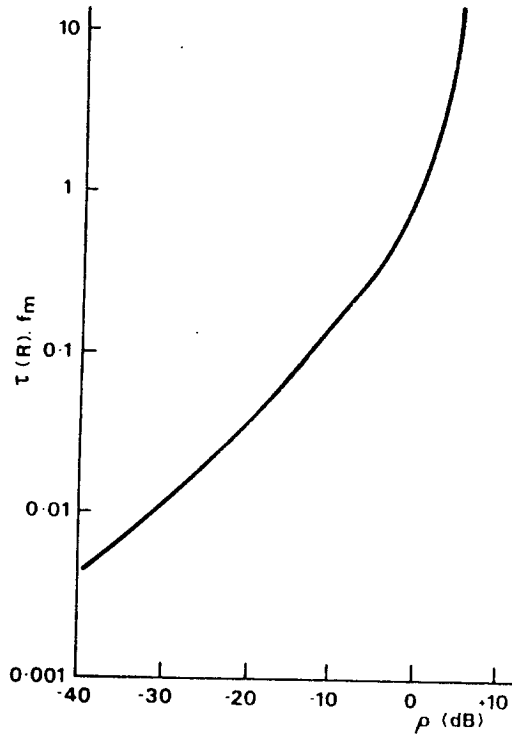


그림13 등방산란일때 수직단극(vertical monopole)에 대한 규격화된
평균 페이드지속시간.

실제로, 측정된 평균페이드 비율과 지속시간은 식(44)와 (47)에 의해 알수 있다. 하지만 이평균 준위와 페이드 지속시간에 대한 분포를 알아야 한다. 그래서 Rayleigh 페이딩 시뮬레이터를 사용해서 측정해 오고 있다. 그림14는 그결과를 보여 준다.

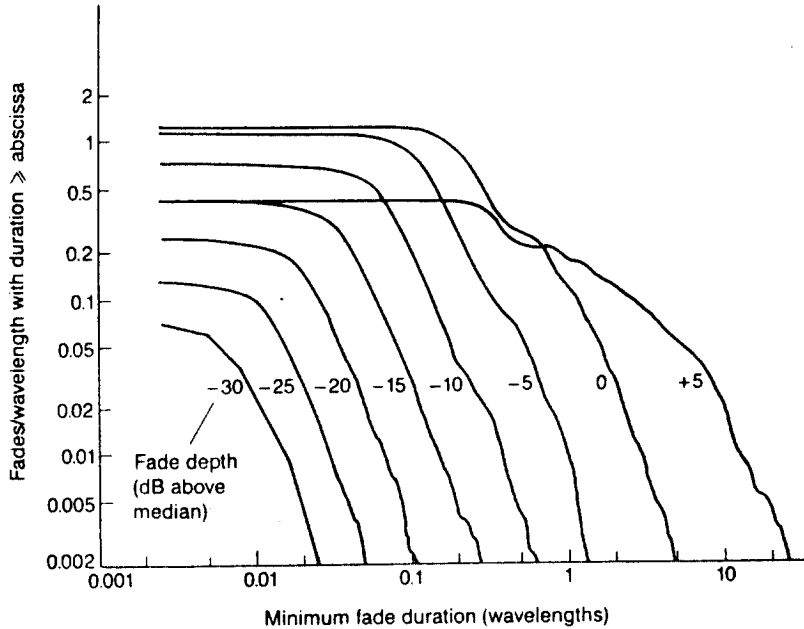


그림14 측정된 페이드 지속시간 분포

그림14는 페이드 심도 10dB 혹은 중앙값 이하에 대한 것을 보여준다. 그리고 모든 분포들이 같은 모양을 하고 있으며 장기지속시간분포(long duration distribution)들은 점근적인 기울기인 (페이드 지속시간)에 빨리 접근한다.

7. Rician 페이딩

지금까지의 토의는 이동체에 수신된 혼합 신호로 구성하는 다양한 성분의 파들은 같은 진폭이거나 혹은 비슷한 진폭의 경우에 대한 것이었다. 그래서 지금까지는 포락선이 Rayleigh분포를 하고 포락선과 위상의 다양한 성질들을 유도했었다. 일반적으로 이동체와 송신체 사이에 LOS(line-of-sight)가 없기 때문에 유사한 진폭들을 가진 전파를 가정한다. 그리고 dominant한 전파도 없다고 가정하지만 dominant한 성분은 가지고 있다고 하자. 그러면 이상황은 주기적인 파에 random한 잡음이 더해진 상황과 유사하다. dominant한 성분 r_s 를 가지고 있는 신호의 포락선의 결합 확률밀도함수는 다음과 같이 주어진다. 즉,

$$P(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2 - 2r r_s \cos\theta}{2\sigma^2}\right] \text{-----}(51)$$

이다. 포락선 확률밀도함수는 θ 에 대해 적분하므로 해서 얻을수 있다. 즉,

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right] \text{Io}\left(\frac{r r_s}{\sigma^2}\right) \text{-----}(52)$$

이다. 여기서 $\text{Io}(\cdot)$ 는 수정된 1종 Bessel 함수이다. 이식은 Rician 분포로 알려져 있다. 이것은 Rayleigh 분포함수에서 $r_s=0$ 인 특별한 경우이다. Rician 분포는 종종 파라미터 K의 향으로 표현되는데 파라미터 K는 다음과 같이 정의된다.

$$K = 10 \log \frac{r_s^2}{2\sigma^2} \text{ dB} \text{-----}(53)$$

이것은 다경로 성분들에 대한 정상신호의 power 비로 해석된다. 식(53)은 파라미터 K의 향으로 표현된다. 즉,

$$Pr(r) = \frac{2r10^{K/10}}{r_s^2} \exp\left[-\frac{10^{K/10}}{r_s^2} (r^2 + r_s^2)\right] \text{Io}\left[\frac{2r10^{K/10}}{r_s}\right] \text{-----}(54)$$

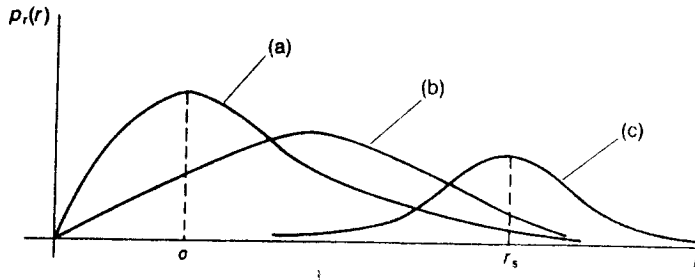


그림15 Rician 확률밀도함수; (a) $K \rightarrow 0$, (b) $K \simeq 1$, (c) $K \gg 1$

가된다. 포락선의 확률밀도함수 $Pr(r)$ 은 그림15에 나타나있다. 이것은 K의 변화에 대한 그림이다. 만약 $K \rightarrow 0$ 이면 확률밀도함수는 Rayleigh 분포가 되지만 $K \gg 1$ 이면 이확률밀도함수는 평균치가 r_s 인 가우시안(Gaussian)이 된다. 위상의 확률밀도함수는

$$P_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{r_s^2}{2\sigma^2}\right) \cdot \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{r_s \cos \theta}{\sigma} \exp\left(-\frac{r_s^2 \cos^2 \theta}{2\sigma^2}\right)\right] \cdot \left[1 + \text{erf} \frac{r_s \cos \theta}{\sigma\sqrt{2}}\right]$$

이위상은 $(-\pi, \pi)$ 범위에서 균일한 분포를 한다. 즉, $r_s \rightarrow 0$ 이면

가 되고 $K \gg 1$ 이면 이위상은 dominant한 성분이 된다. RF와 기저대역 스펙트럼의 dominant한 성분의 효과는 쉽게 그려볼 수 있다. 차량 이동방향에 대해 각 α_0 로

입사하고 수평으로 전파(propagation)하는 dominant한 성분은 $f_m \cos \alpha_0$ 만큼 도플러 이동이 생긴다. 그러므로 RF합성 스펙트럼은 그림16(a)에서와 같이 이주파수에서 δ -함수가 된다. 그리고 이것은 그림16(b)와 같이 기저대역 스펙트럼 내에 $f_m(1 \pm \cos \alpha_0)$ 에서 두개의 성분을 이끈다. 이스펙트럼의 윗쪽 한계는 $2 f_m$ 에 있다.

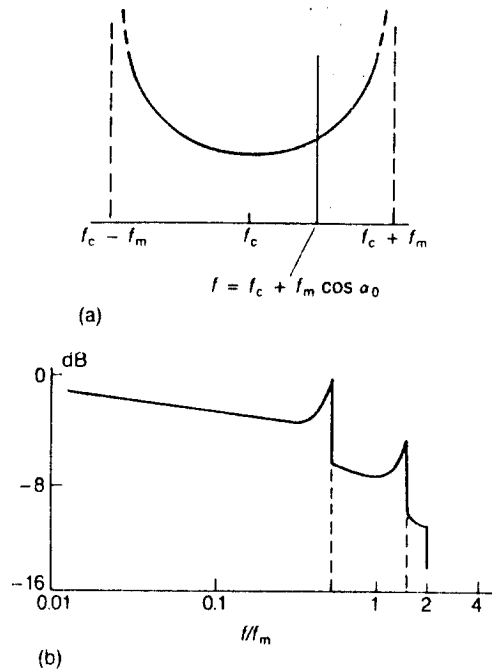


그림16 dominant한 성분의 스펙트럼; a) RF스펙트럼
b) 엔벨로프 스펙트럼(log 주파수 크기)

제3장 결 론

본보고서에서는 최근 급성장해온 이동통신의 전파전파특성을 Aulin의 수학적 모델과 Clarke의 모델을 비교해서 그 특성을 고찰하였다. 특히 도심환경에서 이동통신의 주요한 문제점중의 하나인 페이딩 현상의 이론을 살펴 봄으로써 향후 준 마이크로파대의 전파특성을 본 연구소에서 실험하는데 참고하고자 하였다. 또한 강우나 강설에 의한 신호의 감쇠 실험분석에도 사용될 수 있을 것으로 생각하며 앞으로 준마이크로파대의 이동통신 주파수개발을 위해서 선진국의 자료조사와 실제 실험을 병행해야 할것으로 생각한다.

참 고 문 헌

1. 전파연구소 제49호 1992년 연구보고서, 이동통신 전파특성조사 연구
2. W.C. Jakes, **Microwave Mobile Communication**, New York, Wiley, 1974
3. J.D. Parsons, **The Mobile Radio Propagation Channel**, New York, Wiley 1992.
4. W.C.Y. Lee, **Microwave Mobile Communication Engineering**, McGraw Hill, 1982
5. W.C.Y. Lee **Mobile Communications Design Fundamentals**, Howard W.Sams, 1986
6. 한국통신학회, 제18권 제5호, P721, 1993