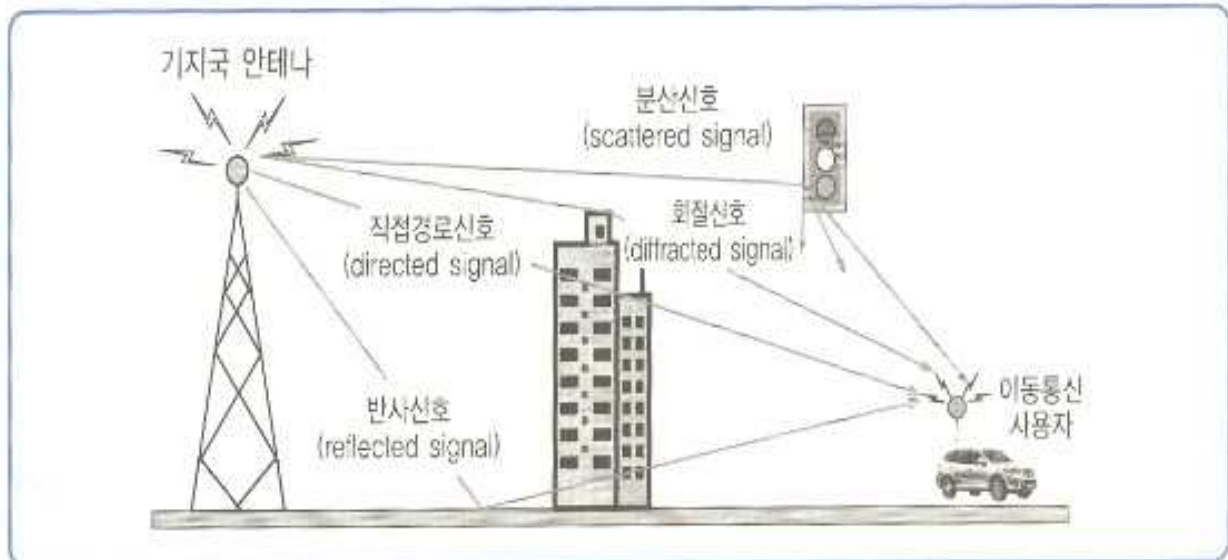


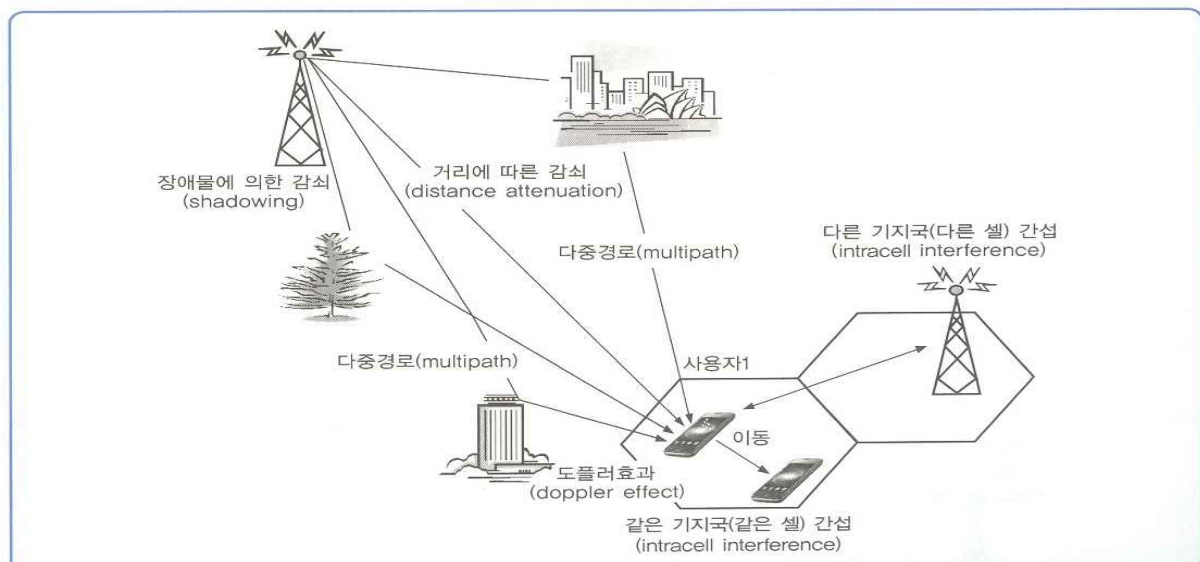
# 이동통신공학 강의자료 #1

## 1. 전파전파(Mobile Radio Propagation)

그림 3-1은 수신신호의 다중경로를 보여준다.



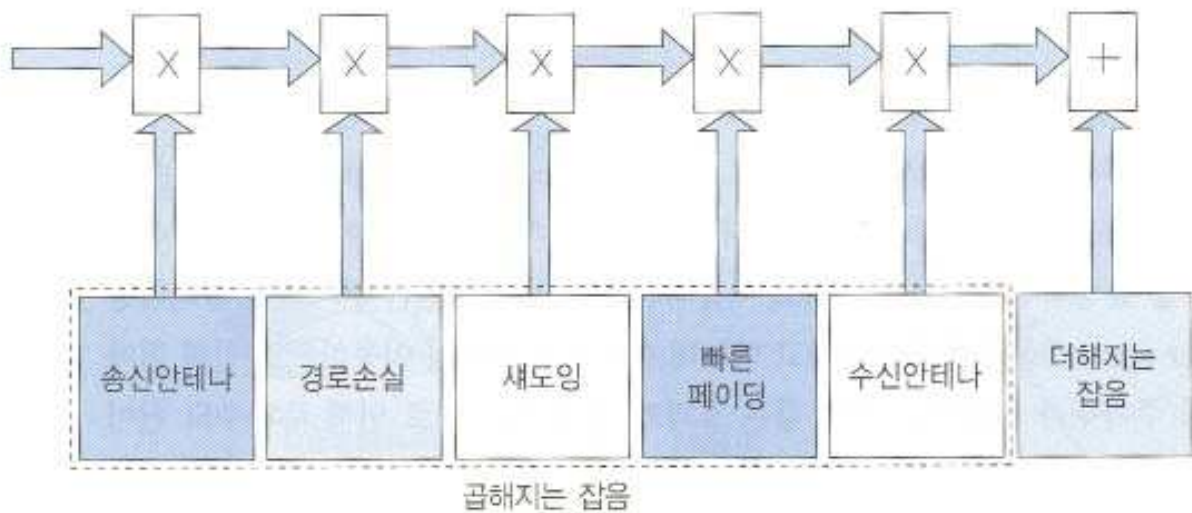
[그림 3-1] 직접경로, 반사경로, 분산경로, 회절경로로 구성된 신호 응답



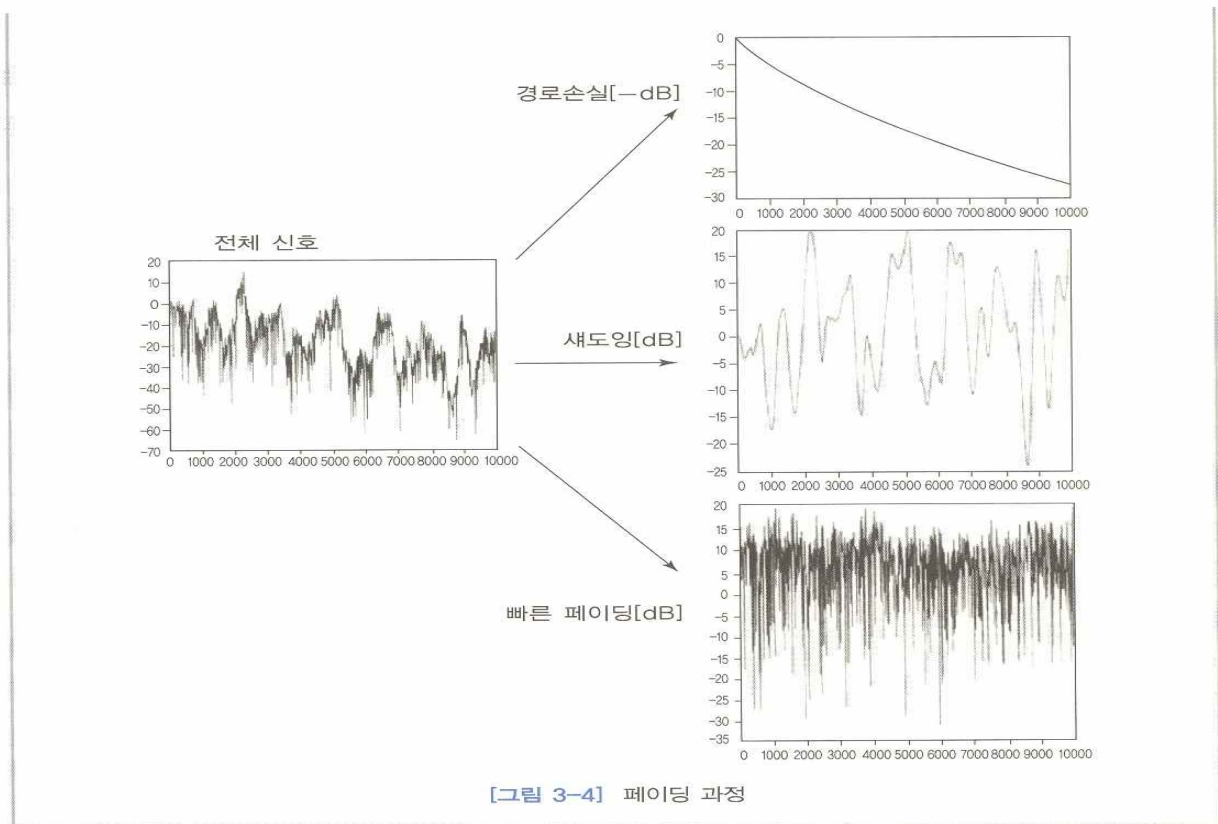
[그림 3-2] 이동통신의 채널환경 모델

무선 전송신호가 송신기를 떠나 수신기에 도착할 때까지 전송된 신호는 여러 가지 환경을 겪은 후에 수신기에 도착한다. 그림 3-2는 이러한 환경을 보여주고 있다.

- 1) 송신기와 수신기 사이의 거리가 멀어짐으로써 전파의 세기가 감쇄된다(Path loss 발생). 도심에서는 개활지에 비해 경로 손실이 심하다.
  - 2) 수신기로부터 멀리 떨어진 장애물의 반사 신호로 인하여 다중경로가 생긴다. 이로 인하여 신호의 세기가 천천히 변하는 shadowing을 겪는다.
  - 3) 수신기 주변의 장애물에 의한 다중경로를 겪는다. 이는 short-term fading을 일으킨다.
  - 4) 다른 기지국으로부터 수신되는 간섭신호와 자신의 셀에서 받는 간섭신호가 존재한다.
- 1,2,3)은 곱셈성분의 잡음으로 볼 수 있고 4)은 더해지는 잡음으로 볼 수 있다.

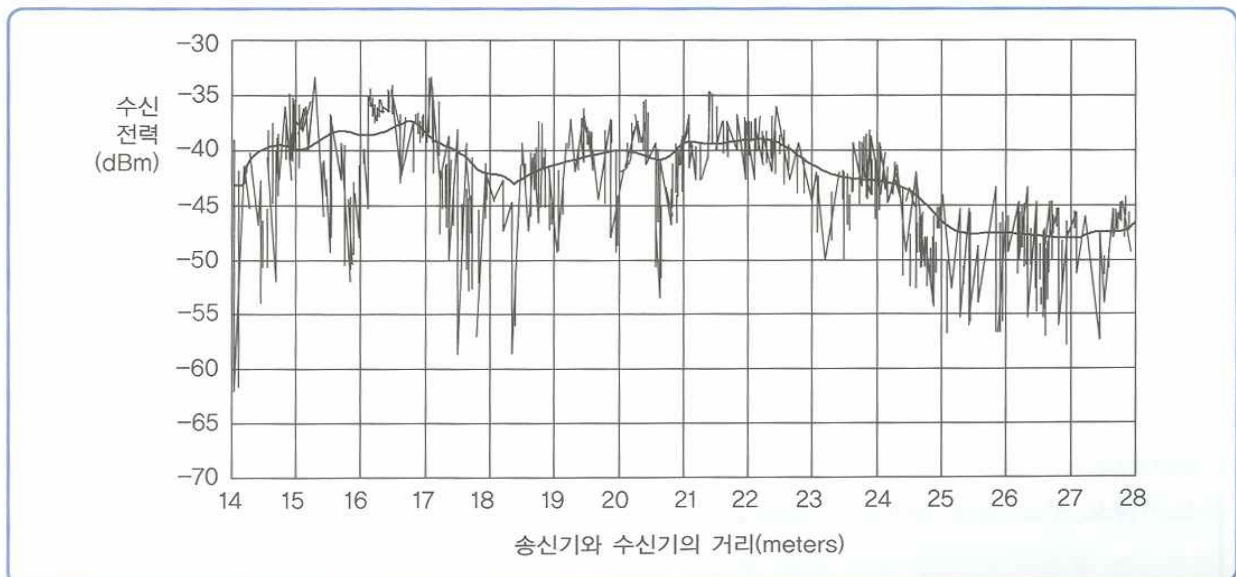


[그림 3-3] 무선채널에서 잡음의 분포



## 1.1 Propagation Model

전파모델은 large scale propagation 모델과 small scale propagation 모델로 나눌 수 있다.



### 1.1.1 Large scale propagation

대규모 전파모델은 주로 경로손실(path loss)와 음영(shadowing)에 따른 감쇄를 모델링한 것이다.

**용도:** Large scale 감쇄 모델링을 이용하여 송신기로부터 얼마 떨어진 기준거리에서 평균 수신신호 세기를 예측할 수 있다. 일정한 거리에서 평균 신호세기를 예측함으로써 수신기에서 신호대 잡음비(SNR) 계산이 가능하고 계산된 SNR을 기반으로 통화 가능권을 추정하는데 사용된다(셀 크기 설계 등 cell planing에 사용됨).

### 경로 손실 모델(Path Loss Model)

전파환경의 경로손실은 송신기와 수신기 사이의 거리가 멀어질수록 신호가 감쇄하는 것을 말며 송수신기간의 거리, 지형(도심 또는 교외 등), 사용 반송파 주파수 등에 영향을 받는다. 거리에 따른 감쇄량을 예측할 때 경로손실 모델을 사용한다. 경로손실 모델은 많은 실험 데이터를 근거로 모델링하였으며 대표적인 경로손실 모델은 자유공간 모델, 오키퍼라 모델 및 하타 모델이 있다.

#### 1) 자유 공간 모델

송신기와 수신기 사이에 아무런 장애물이 없는 바다나 넓은 논 등 개활지에서 사용할 수 있는 경로 손실 모델이다. 자유공간에서 수신전력 대 송신전력의 비는

$$\begin{aligned}\frac{P_r}{P_t} &= \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \\ L_P &= (P_t - P_r) dB \\ &= -10 \log G_t - 10 \log G_r - 20 \log(\lambda) + 20 \log(d) + 21.98\end{aligned}$$

송수신 안테나 이득이 1인 경우

$$L_P = 20 \log(f) + 20 \log(d) + 32.4$$

주파수가 높을수록 거리가 멀수록 감쇄량이 커진다.

#### 여러 가지 환경에서 경로 손실 모델

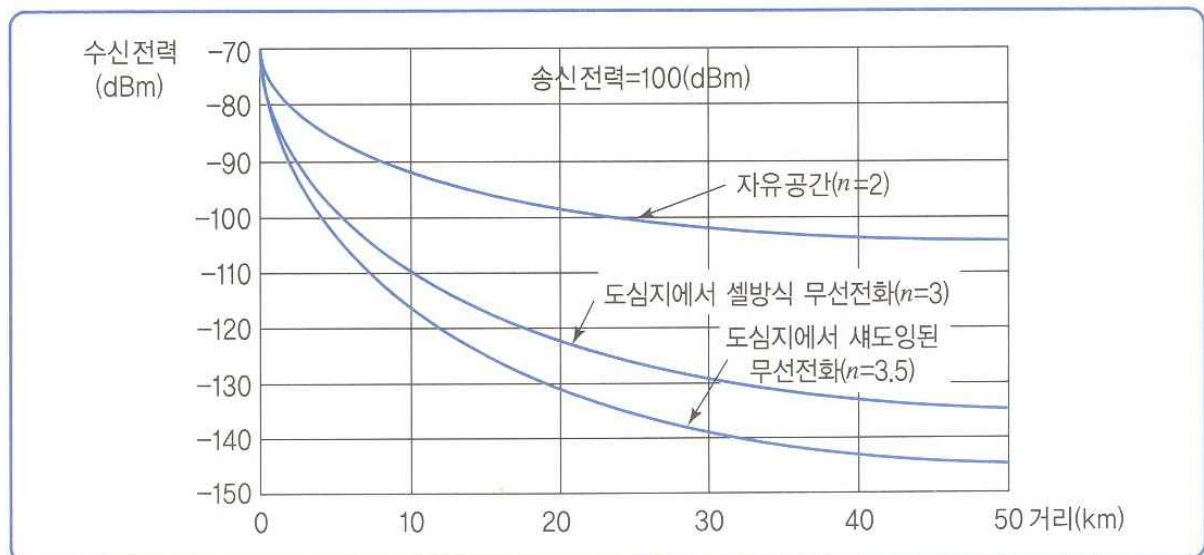
도심에서는 감쇄가 커진다. 도심과 여러 가지 환경에서 대략적으로 거리에 따른 감쇄를 나타낼 수 있는 일반적인 경로손실 모델링 수식은 다음과 같다.

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad \text{또는} \quad \overline{PL}(d) \text{ (dB)} = \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

여기서  $n$ 은 거리에 따른 전파경로 손실계수,  $d_0$ 는 기준거리이다.

Ex) 자유공간에서는 거리가 10배 증가할 때마다 20 dB씩 감쇄가 일어난다.

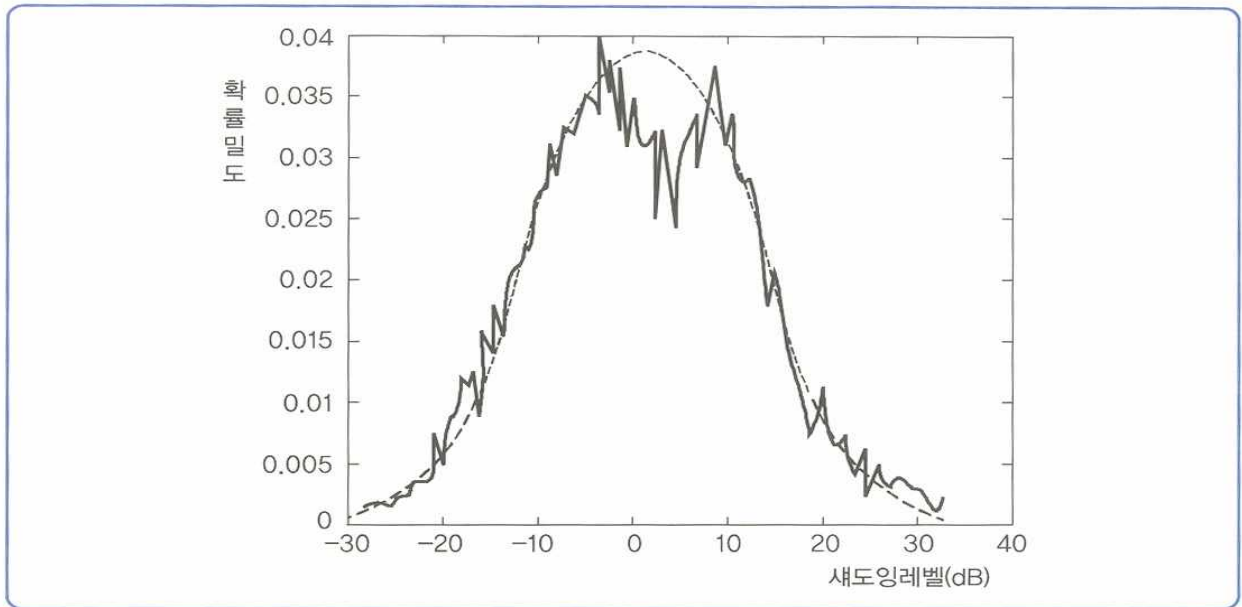
통신환경 (environment)	경로손실계수 (path loss exponent, $n$ )
자유공간	2
도심지에서의 셀방식 무선전화	2.7~3.5
도심지에서 새도잉된 무선전화	3~5
빌딩 내의 LOS	1.6~1.8
차단된 빌딩	4~6
차단된 공장	2~3



[그림 3-6] 경로손실계수  $n$ 에 대한 수신된 전력

## Log-normal shadowing

수신기가 이동함에 따라서 신호 경로 상에 장애물이 나타났다가 없어진다. Log-normal shadowing은 수신기에서 멀리 떨어진 매우 큰 장애물에 의한 다중경로로 인하여 생긴다. 수신신호 세기에 느린 변화(증감)를 일으킨다. 이 느린 변화는 수신신호가 log-normal 분포를 보이게 한다. Log-normal 분포란 수신 신호에 dB 값을 취했을 때 정규분포 특성을 갖는 것을 말한다.



[그림 3-7] 새도잉에 의한 로그노멀(log-normal) 분포 그림

수신신호 세기의 랜덤 변화량  $X = 10^{m/10} (= m \text{ dB})$ 의 로그 노말 분포를 갖는다. 여기서  $m$ 은 평균이 0이고 분산이 6~10정도의 정규분포를 갖는다. 거리의 전파에 따른 경로 손실과 새도잉을 일반적인 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$PL(d) \text{ (dB)} = \overline{PL}(d) + m = \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + m$$

## 2) 오쿠무라 모델

1968년 오쿠무라, 카오노, 후쿠다 등은 동경지역의 전계강도 측정을 바탕으로 한 경험적인 전계 강도 예측 모델을 발표하였다. 실용성이 높아 육상 이동통신의 설계 기준으로 사용된다.

기준 안테나 (기지국 안테나 길이  $h_{te} = 200$ , 단말기 안테나 길이  $h_{re} = 3$ )를 사용하면서



도심 지역에서 손실 모델을 기준으로 삼고 그 외의 환경에서는 도심 모델의 기준값에 지역 보정값과 안테나 보정값을 더한다. 안테나 보정값은 안테나 길이 기지국( $h_1$ ) 200 m 기준, 단말기 ( $h_2$ ) 3 m 기준이다.

최종적인 경로손실 계산은

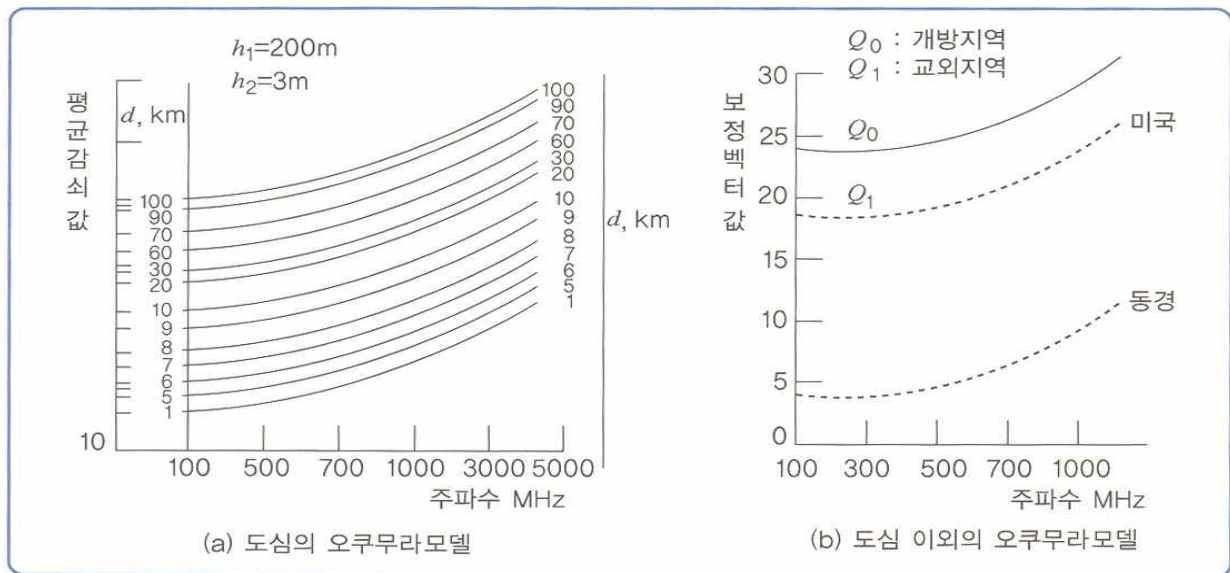
$$L_P(dB) = L_F + A_{oku}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{area},$$

여기서  $L_F$ 는 자유공간 경로손실 모델이다. 즉,  $L_F = 20\log(f) + 20\log(d) + 32.4$

안테나 보정값(dB)  $G(h_{te}) = 20\log(\frac{h_{te}}{200})$ ,  $1000m > h_{te} > 10m$

$$G(h_{re}) = 10\log(\frac{h_{re}}{3}), \quad h_{re} \leq 3m$$

$$G(h_{re}) = 10\log(\frac{h_{re}}{3}), \quad 10m > h_{re} > 3m$$



[그림 3-8] 오클라모델의 도심지역, 도심 외 지역 모델 비교

도심지역에서는 그림 3-8 (a)모델을 사용한다. 그 외의 지역에서는 그림 3-8(b) 모델의 지역 보정값을 더해준다. Open area일 수록 지역 보정값(+)이 크다.

예)  $d=100$  km이고  $h_1 = 200m$ ,  $h_2 = 3m$ ,  $f = 100MHz$ 인 경우, 개방지역

그림 3-8 (a)에서 -51 dB, 안테나 길이에 의한 보정 값은 0, 개방 지역이므로 그림 3-8 (b)에서 지역 보정값은 24dB이다.

따라서 경로손실  $L_p$  = 자유공간 경로손실모델( $L_F$ ) -51 dB + 0 dB + 지역보정값(24 dB)

예) 도시근교(suburban area)에서 거리  $d=50\text{km}$ ,  $h_{te}=100\text{m}$ ,  $h_{re}=10\text{m}$ 이고 송신기에서 실효방사전력 = 1 kW이고 반송파가 900MHz인 경우 수신기 수신되는 전력을 예시 오쿠무라 모델을 이용하여 계산하시오.

풀이)

$$L_F = 10 \log \left[ \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] = 10 \log \left[ \frac{(3 \times 10^8 / 900 \times 10^6)^2}{(4\pi)^2 (50 \times 10^3)^2} \right] = 125.5 \text{ dB}$$

$$A_{Oku}(900\text{MHz}, 50\text{km}) = 43 \text{ dB}, \quad G_{area} = 9 \text{ dB},$$

$$G(h_{te}) = 20 \log \left( \frac{h_{te}}{200} \right) = 20 \log \left( \frac{100}{200} \right) = -6 \text{ dB},$$

$$G(h_{re}) = 20 \log \left( \frac{h_{re}}{3} \right) = 20 \log \left( \frac{10}{3} \right) = 10.46 \text{ dB},$$

$$L_p = 125.5 + 43 - (-6) - 10.46 - 9 = 155.04 \text{ dB},$$

$$\text{수신기에서 수신되는 전력은 } P_r = 60 \text{ dBm} - 155.04 \text{ dB} = -95.04 \text{ dBm}$$

### 3) 하타 모델

오쿠무라 모델을 그래프로 나타냈기 때문에 다소 불편하다. 하타 모델은 오쿠무라 모델을 수학적으로 나타낸 것이다.

도심지역

$$L_p(\text{urban}) \text{ dB} = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(h_b) - a(h_m) + [44.9 - 6.55 \log(h_b)] \log(d)$$

f: 반송파 주파수 (MHz)

$h_b$ : 기지국 안테나 높이 (m)

$h_m$ : 이동국 안테나 높이 (m)

d: 기지국과 이동국 사이의 거리 (km)



$a(h_m)$ : 이동국 안테나의 높이 보정팩터

보정팩터는 다음과 같이 구할 수 있다.

-중소도시

$$a(h_m) = (1.1 \log(f) - 0.7)h_m - (1.56 \log(f) - 0.8)$$

- 대도시

$$\begin{aligned} a(h_m) &= 8.29 \log(1.5h_m)^2 - 1.1, \quad f \leq 200MHz \\ &= 3.29 \log(11.75h_m)^2 - 4.97, \quad f \leq 400MHz \end{aligned}$$

**\*교외지역**

$$L_P(dB) = L_P(urban\ area) - 2\left(\log\frac{f}{28}\right)^2 - 5.4$$

**\*개방지역**

$$L_P(dB) = L_P(urban\ area) - 4.78(\log f)^2 - 18.33 \log f - 40.94$$

### 1.1.2 Small scale fading 전파모델

수신신호가 짧은 시간 간격으로 변하는 것이 small scale fading이다. small scale fading을 일으키는 요인은 크게 4가지가 있다.

- 1) 수신기 주변의 장애물에 의한 다중경로 전파
- 2) 수신기 이동속도
- 3) 수신기 주위 물체의 이동속도
- 4) 신호의 전송 대역폭: 전송신호의 대역폭이 채널의 대역폭이 보다 좁은 경우 주파수 비선택적 페이딩을 겪고 전송신호의 대역폭이 채널의 대역폭이 보다 넓은 경우 주파수 선택적 페이딩을 겪는다.

small scale fading에 의하여 일어나는 현상

- 1) 짧은 구간에서 신호세기의 빠른 변동

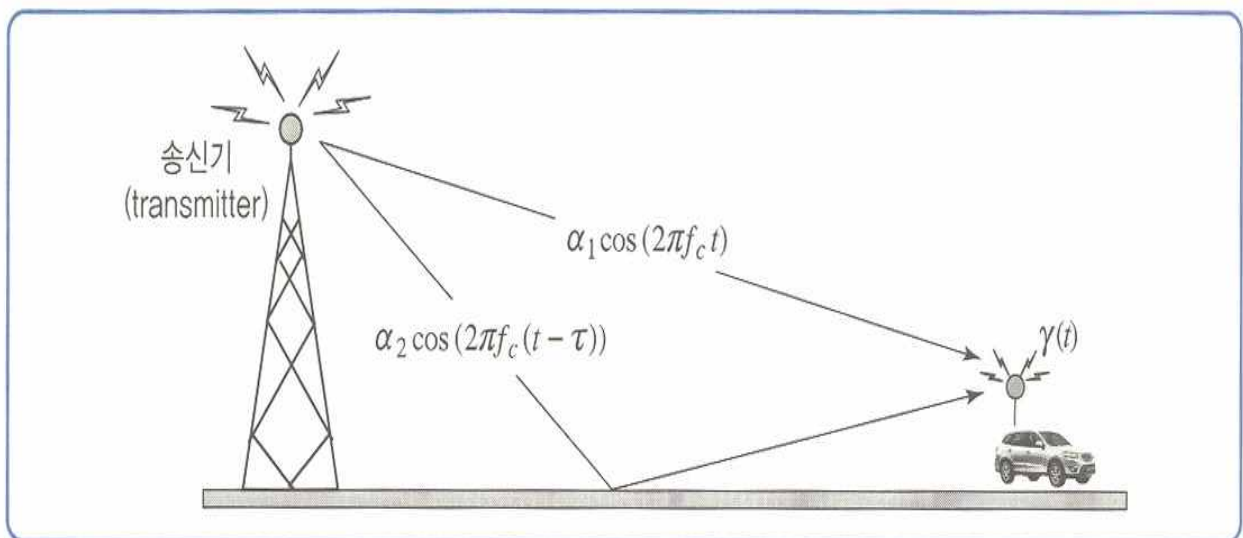
2) 수신기의 이동에 의한 도플러 효과로 인하여 랜덤 주파수 변조

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$$

3) 다중경로 전파 지연에 의한 echoes

### 멀티패스 전파 모델 해석

아래 3-9 그림과 같은 2개의 경로가 있을 때 수신신호의 진폭이 어떻게 바뀌는지 알아보자. 그림 3-9에서 두개의 전파 경로가 있고 수신 안테나에서 두 신호가 합쳐지며 수신신호  $r(t) = \alpha_1 \cos(2\pi f_c t) + \alpha_2 \cos(2\pi f_c (t - \tau))$ 이다. 이 수신신호는 지면에 반사되어 지연되어 도착한 신호 때문에 사인 성분이 발생된다. 기본적인 사인코사인 공식을 이용하여 수신 신호를 해석해보자.



[그림 3-9] 2개의 전파 경로를 가진 채널

참고) 기본적인 사인코사인 공식

코코는 코코  $\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos(A + B) + \frac{1}{2} \cos(A - B)$

신신은 마코코  $\sin A \sin B = -\frac{1}{2} \cos(A + B) + \frac{1}{2} \cos(A - B)$

신코는 신신  $\sin A \cos B = \frac{1}{2} \sin(A + B) + \frac{1}{2} \sin(A - B)$

코신은 신마신  $\cos A \sin B = \frac{1}{2} \sin(A + B) - \frac{1}{2} \sin(A - B)$

위 공식을 사용하여

$\cos(A - B) = \cos A \cos B + \sin A \sin B$ 이므로 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \alpha_1 \cos(2\pi f_c t) + \alpha_2 (\cos 2\pi f_c \tau \cdot \cos 2\pi f_c t + \sin 2\pi f_c \tau \cdot \sin 2\pi f_c t) \\ &= (\alpha_1 + \alpha_2 \cos 2\pi f_c \tau) \cos(2\pi f_c t) + \alpha_2 \sin 2\pi f_c \tau \cdot \sin 2\pi f_c t \end{aligned}$$

수신신호의 진폭은 코사인 성분과 사인 성분의 root-square이다. 따라서

$$\begin{aligned} \text{진폭} &= \sqrt{(\alpha_1 + \alpha_2 \cos 2\pi f_c \tau)^2 + (\alpha_2 \sin 2\pi f_c \tau)^2} \\ &= \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + 2\alpha_1 \alpha_2 \cos 2\pi f_c \tau} \end{aligned}$$

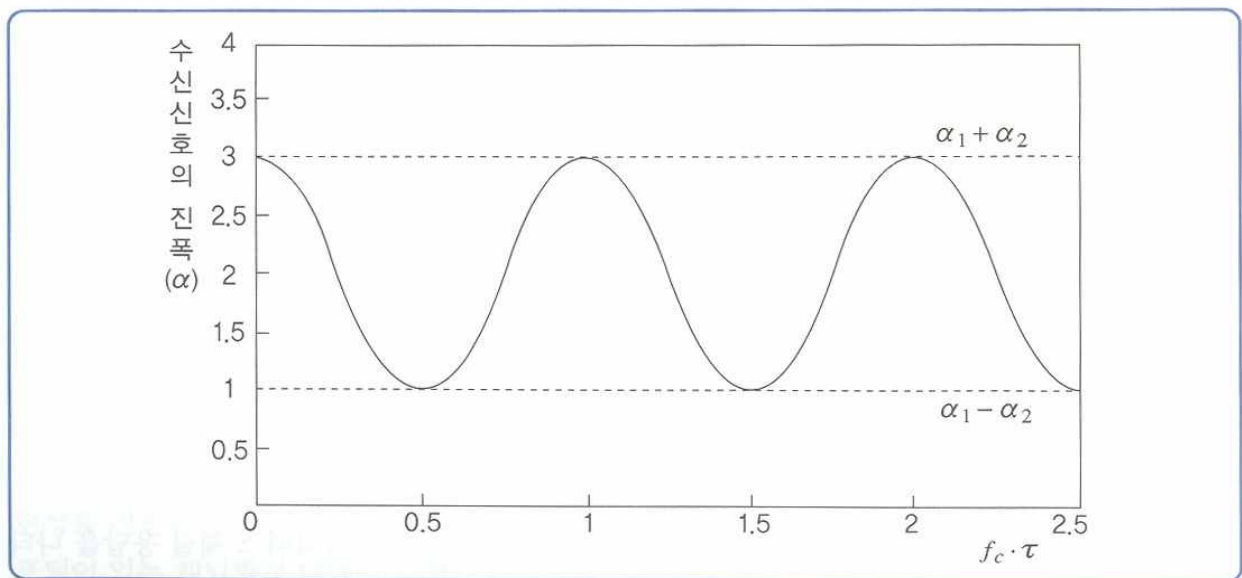
$f_c \tau = 0, 1, 2, \dots$  일 때  $\cos 2\pi f_c \tau = 1$ 이므로

$$\text{진폭} = \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + 2\alpha_1 \alpha_2} = \alpha_1 + \alpha_2$$

$f_c \tau = 0.5, 1.5, 2.5, \dots$  일 때  $\cos 2\pi f_c \tau = -1$ 이므로

$$\text{진폭} = \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 2\alpha_1 \alpha_2} = \alpha_1 - \alpha_2 \text{이 된다.}$$

따라서 수신신호  $r(t)$ 의 진폭은 일정한 것이 아니라 그림 3-10과 같이 진동하게 된다. 지연 신호가 여러 개가 있는 경우 진폭도 더욱 복잡하게 변한다.

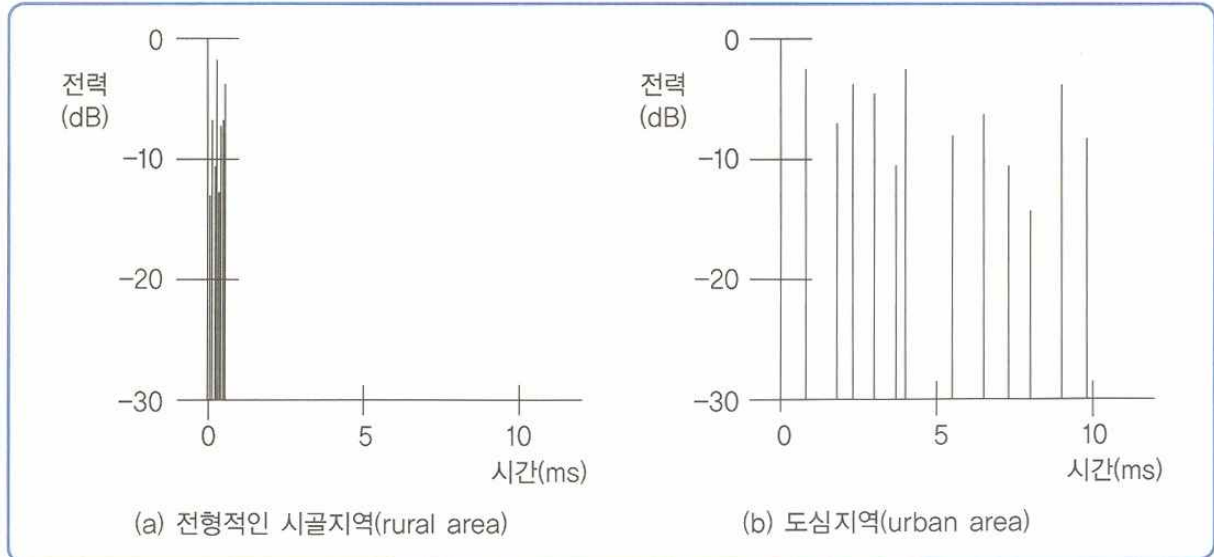


[그림 3-10]  $\alpha_1 = 2, \alpha_2 = 1$ 을 가진 두 부분 채널의 크기 변화

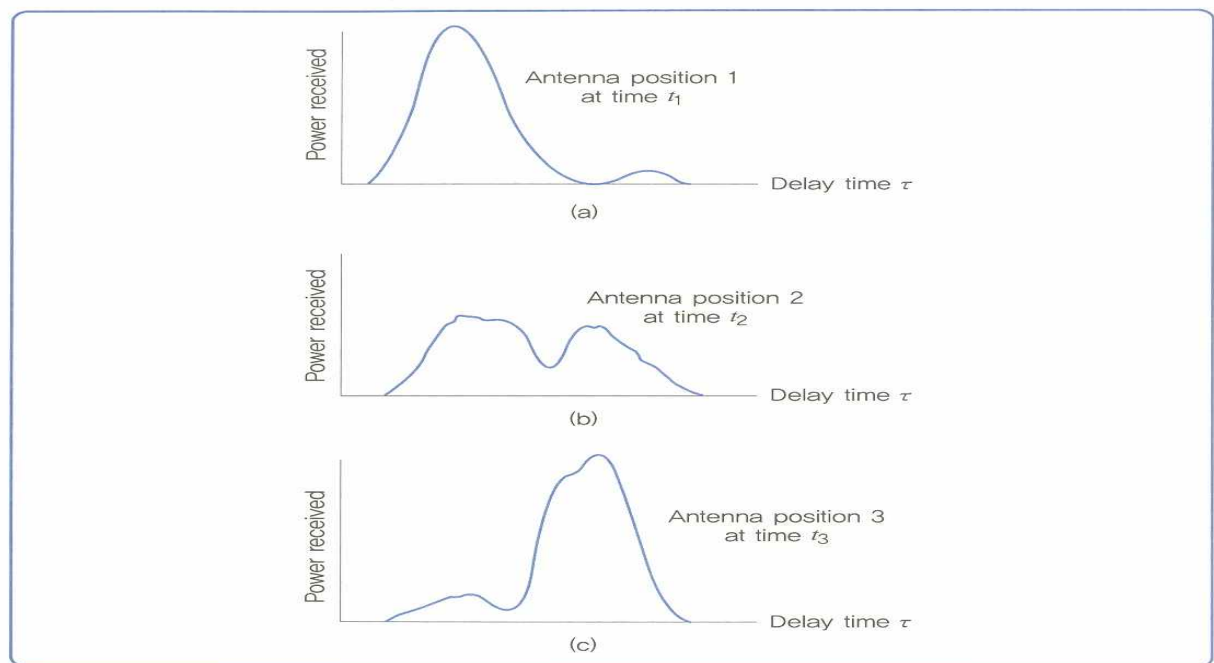
### 도심지역과 시골지역의 채널 임펄스 응답

시골 지역에서는 수신기 주변에 높은 건물이 없기 때문에 반사파가 거의 없다. 따라서 시골 지역의 임펄스 응답은 매우 짧다. 그러나 도심 지역에서는 높은 건물이 많기 때문에 반사파도 그만큼 많다. 따라서 도심지역에서 채널임펄스 응답시간은 길다.

Quiz) 채널의 임펄스 응답시간이 긴 것과 짧은 것 중에 어떤 것의 전파 환경이 좋은 것일까요?



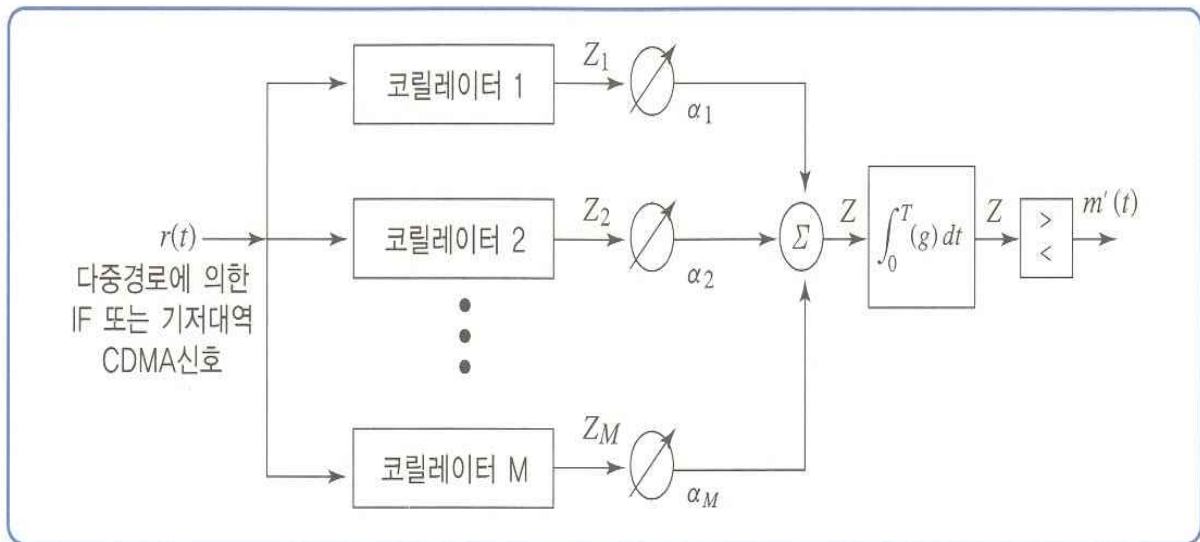
[그림 3-11] 두 지역 채널의 임펄스 응답



[그림 3-12] 다중경로에 의한 지연확산

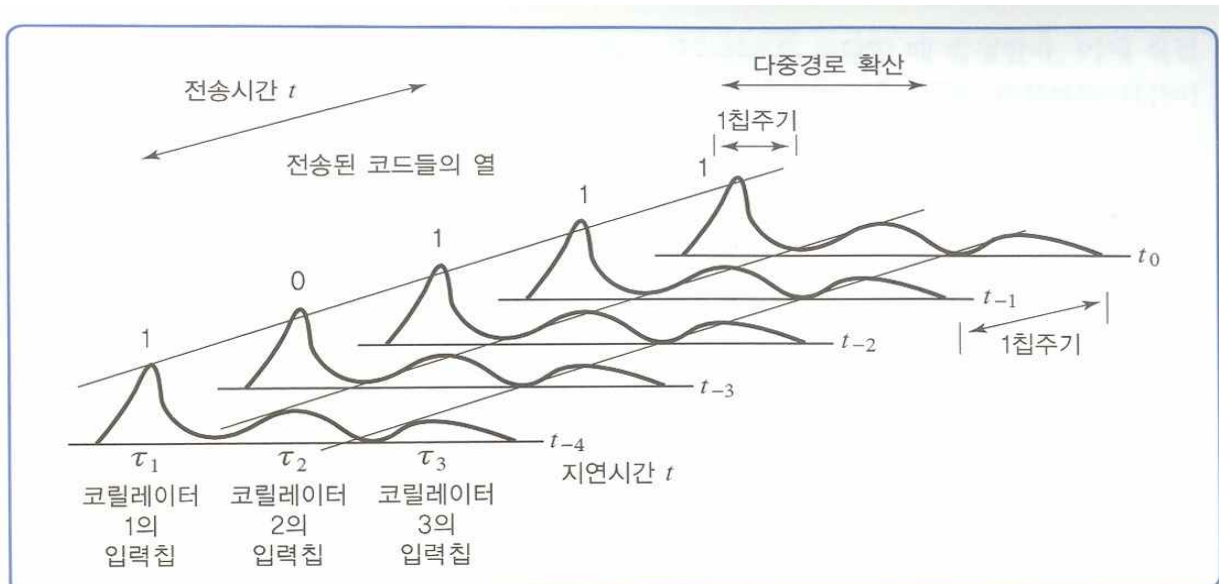
Multi-path delay에 의한 지연확산은 여러 개의 전파 메아리로 간주할 수 있다. 일반적으로 여러 개의 전파 메아리가 존재할 때 메아리 신호가 원래의 신호를 방해하므로 수신기 성능은 떨어진다. 그러나 이러한 전파 메아리를 하나의 신호로 모아서 합치면

수신신호의 SNR (Signal to Noise Ratio)을 개선할 수 있다. 이러한 여러 개의 전파 메아리 신호들을 하나의 신호로 모으는 수신기를 Rake receiver라고 하며 그림 3-13에 레이크 수신기의 간단한 블럭도를 보였다. CDMA 통신에서는 레이크 수신기가 multi-path 전파환경을 극복하기 위하여 매우 유용하게 사용된다.



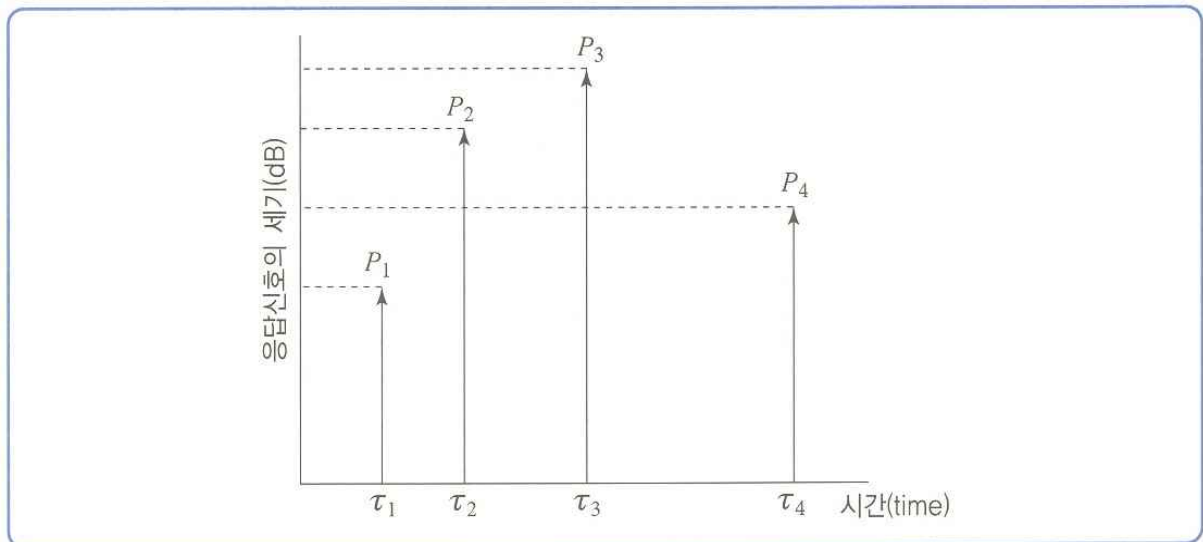
[그림 3-13] M-브랜치(M-핑거) 레이크수신기(implementation)

그림 3-14의 경우 지연 시간 축을 볼 때 수신 신호의 크기가 큰 봉우리가 3개가 있다. 이 3개의 봉우리는 지연시간  $\tau_1, \tau_2, \tau_3$ 에 있다. 이 신호를 잡아내기 위해서 3개의 코릴레이터(핑거)가 필요하다.

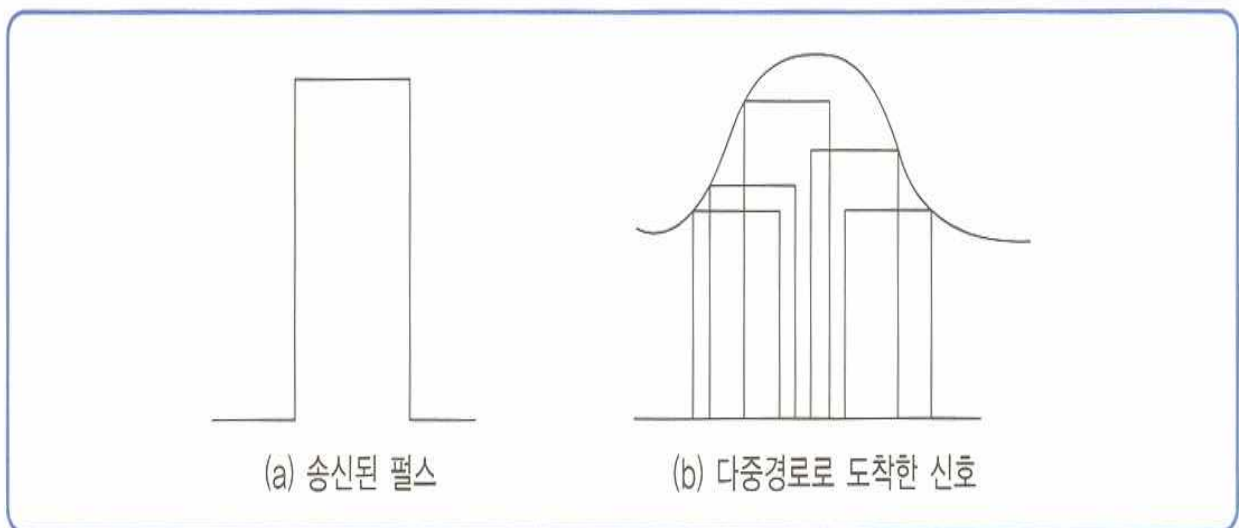


[그림 3-14] 3-핑거 레이크수신기에 의해 보여진 수신칩의 예

그림 3-15는 다중경로시 무선 채널의 임펄스 응답을 보여주고 있다. 응답이 시간에 따라 퍼져 나타난다.



[그림 3-15] 무선채널의 임펄스응답



[그림 3-16] 다중경로에 의한 수신신호

그림 3-16에 보였듯이 사각형 펄스를 송신했을 때 멀티패스 delay spread 때문에 파형이 퍼지(time disperse)고 깎여서 도착한다.

## Time dispersion parameters

전파 전파시 다중 경로 때문에 에코 현상이 있고 이 에코 때문에 전송 신호가 시간 상에서 분산되는 time dispersion 현상이 존재한다. 여러 가지 멀티패스 채널의 시분산 특성을 비교할 때 사용할 수 있는 파라미터가 필요하다. 예를 들어 사람이 얼마나 뚱뚱한지는 키와 몸무게라는 파라미터를 보면 한눈에 알 수 있다. 그와 같이 멀티 패스 채널의 임펄스 응답이 시간적으로 얼마나 퍼지는가를 나타내는 파라미터가 있다.

### 1) The mean excess delay (MED)

일반적인 도착신호가 처음 도착 신호보다 얼마나 늦게 도착하는가를 나타낸다. MED  $\bar{\tau}$ 이 길수록 시분산이 크고 ISI가 심하게 발생한다. 채널의 임펄스 응답이 그림 3-15와 같을 때 MED는 다음 식과 같이 구한다.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}$$

### 2) Rms delay

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad \text{여기서} \quad \bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}$$

도착하는 신호가 평균 지연보다 얼마나 많이 퍼져 있는지 나타낸다.

### 3) Maximum excess delay spread (X dB)

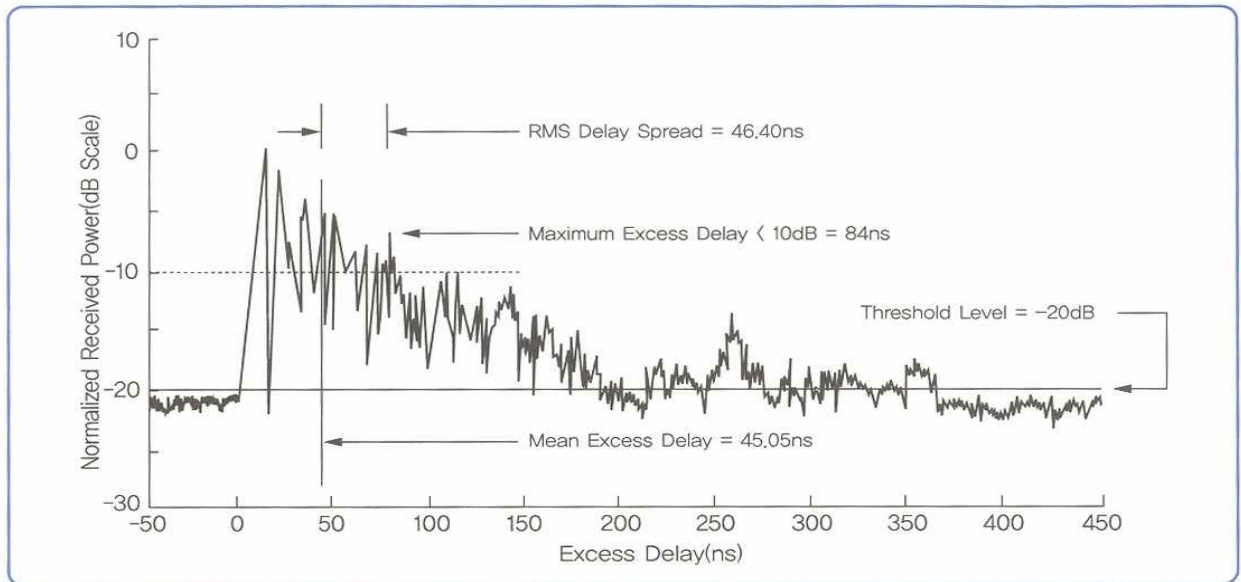
또는 excess delay spread라고 함. 멀티패스 성분이 X dB 이상이 되는 시간을 나타낸다.

$$\text{MEDS} = \tau_X - \tau_0$$

이 파라미터 중 rms delay 파라미터를 많이 사용한다.

그림 3-17은 3개의 시분산 파라미터의 개념을 보여준다. 그림 3-17에서 -20 dB 이상을 수신신호로 보고 그 이하는 잡음 신호로 인식하였다.





[그림 3-17] 실내환경의 전력지연 프로파일

## 채널의 특성을 나타내는 파라미터 종류

시간 영역에서 채널 특성을 나타내는 파라미터: 지연확산

주파수 영역에서 채널 특성을 나타내는 파라미터:  $B_c$  코히어런스 주파수 대역폭 (coherence bandwidth)

지연확산은 시간퍼짐의 정도를 나타낸다. 코히어런스 대역폭은 주파수 영역에서 이득이 일정하게 유지되는 주파수 범위를 나타낸다. 즉, 주파수 상에서 동일한 이득과 선형 위상을 갖는 대역을 의미한다.

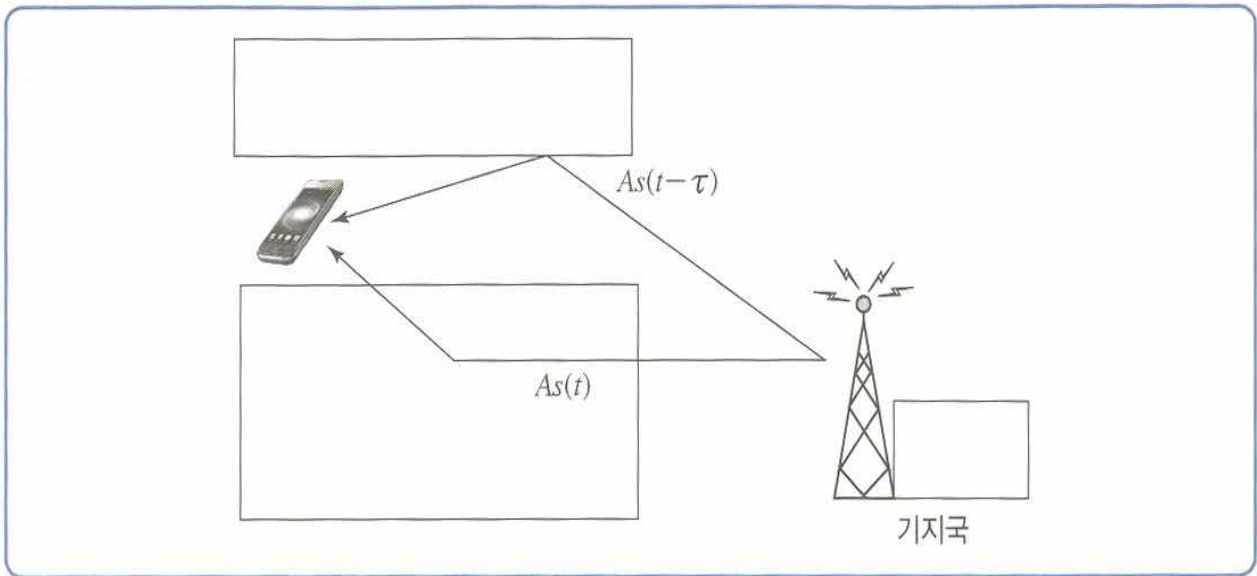
$B_c = \frac{1}{T_m}$ , 여기서  $T_m$ 은 최대초과지연 시간을 나타낸다.

주파수 상관성이 0.9이상이면  $B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$

일반적인 경우 상관성이 0.5인 경우로  $B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}$

## 주파수 영역 관점에서 지연확산의 영향

그림과 같이 송신 신호가 시간 지연  $\tau$ 가 있는 채널을 통과했을 때 수신 신호  $r(t)$



[그림 3-18] 시간  $\tau$ 에 의해 분리된 2개의 다중경로성분

$r(t) = As(t) + As(t - \tau)$ , 푸리에 변환하면 시간차는 위상변화가 되므로

$$R(f) = AS(f) + AS(f)e^{-j2\pi f\tau}$$

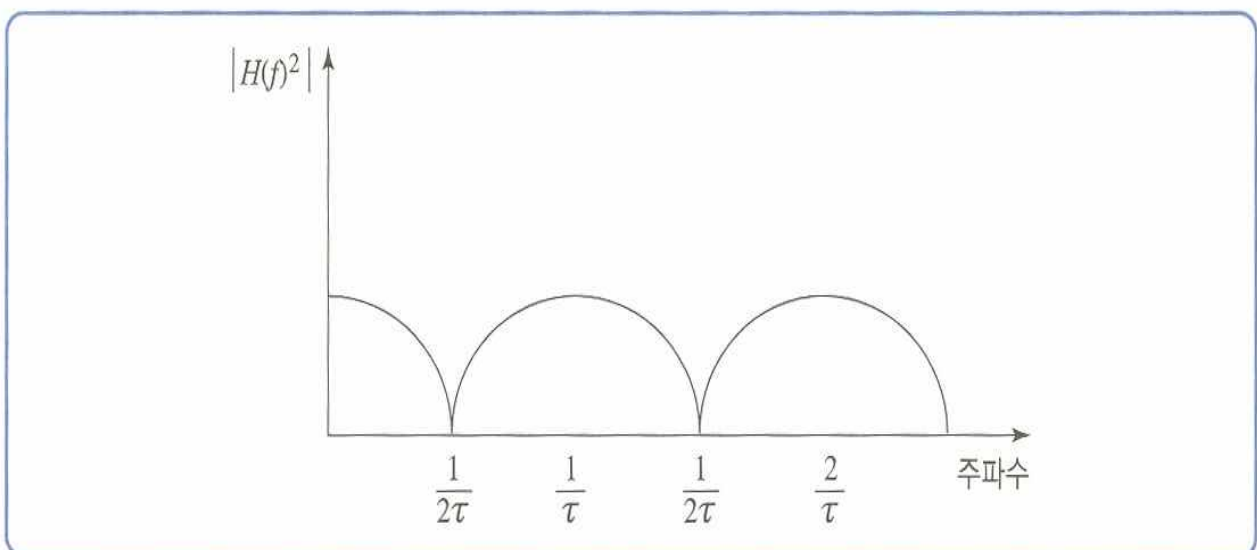
$$R(f) = AS(f)[1 + e^{-j2\pi f\tau}] = AS(f)H(f)$$

$H(f) = [1 + e^{-j2\pi f\tau}]$ 는 채널의 전달함수이다.

$$H(f) = [1 + e^{-j2\pi f\tau}] = 2e^{-j2\pi f(\tau/2)}\cos 2\pi f(\tau/2)$$

$$|H(f)| = 2|\cos 2\pi f(\tau/2)|$$

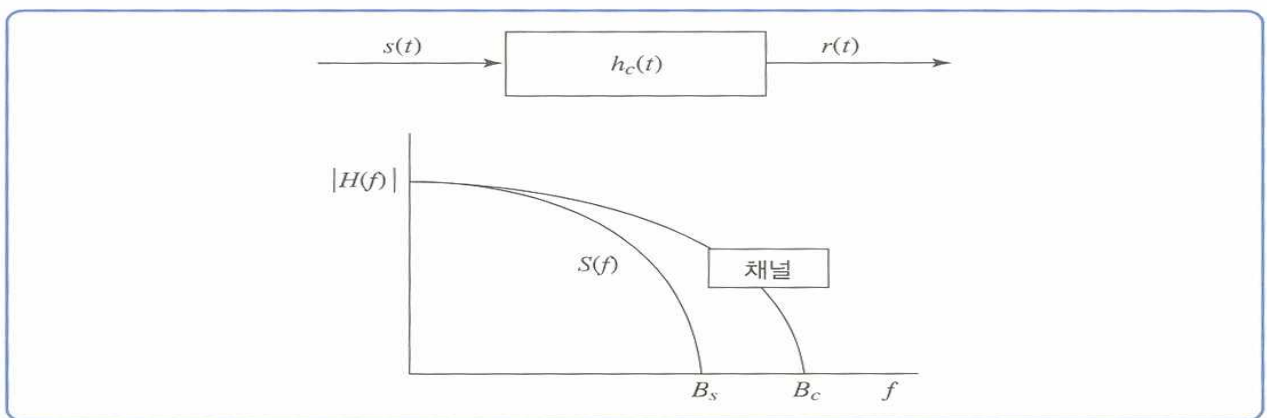
$|H(f)|$ 를 구하면 그림 3-19와 같다.



[그림 3-19] 전달함수와 주파수 선택적 페이딩

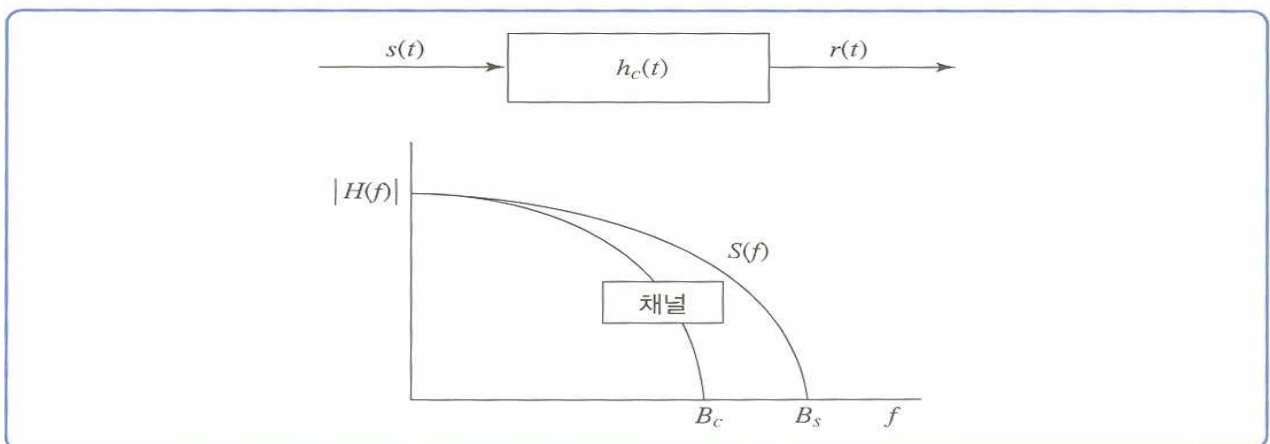
$f = \frac{1}{2\tau}, \frac{3}{2\tau}, \frac{5}{2\tau}, \dots$ 인 경우에 페이딩이 발생한다. 즉 주파수 선택적으로 페이딩이 발생한다. 지연시간  $\tau$ 가 길수록 페이딩과 페이딩 폭( $1/\tau$ )이 좁아지며 단위 주파수당 페이딩이 자주 발생하며 전파환경이 열악해진다.

채널의 전송 지연 확산이 적은 경우 채널의 대역폭이 신호의 대역폭 보다 넓으며 모든 주파수 성분은 왜곡 없이 수신될 수 있으며 ISI는 무시될 수 있다. 이러한 채널을 주파수 비선택적 채널 플랫폼채널이라고 한다.



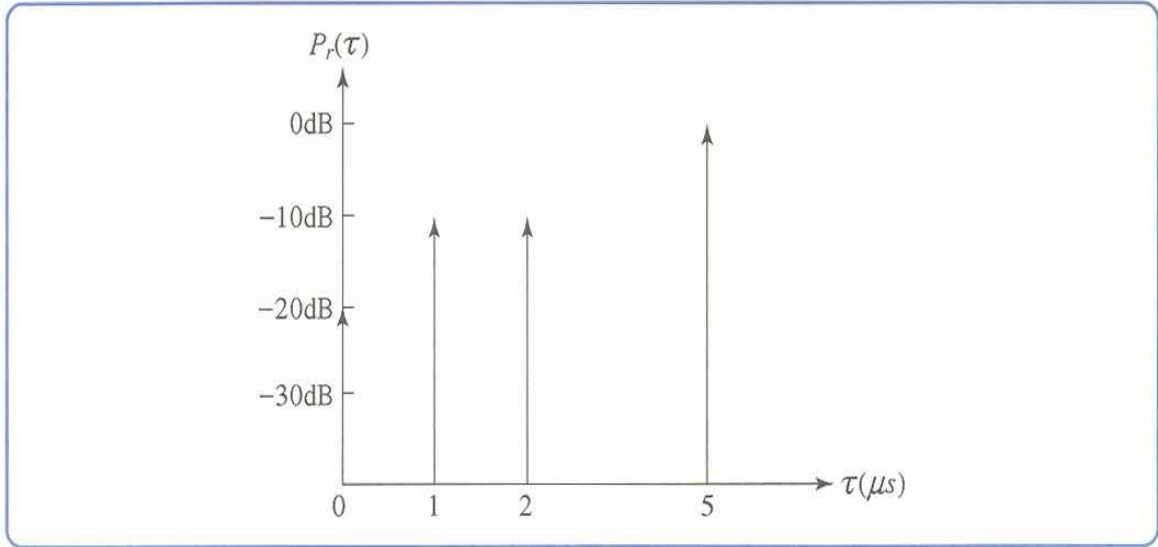
[그림 3-20] 송신된 신호  $S(f)$ 의 플랫폼채널의 기저대역 채널응답(전달함수)

채널의 전송 지연 확산이 큰 경우 채널의 대역폭이 신호의 대역폭 보다 좁으며 주파수 성분에 따라서 왜곡을 받게 된다. 이러한 채널을 주파수 선택적 페이딩 채널이라고 한다.



[그림 3-21] 주파수 선택적 채널의 기저대역 채널응답(전달함수)

예제) 다음 그림에서 평균초과지연, rms delay, 최대 초과지연(0dB)를 계산하여라.



[그림 3-22] 다중경로로 들어온 수신신호

50%의 코히런스 대역폭을 추정하시오. 이 채널은 등화기가 없어도 AMPS(30kHz)나 GSM(200kHz) 채널에 알맞은가?

풀이) 최대 초과지연(0dB)를 사용하여 5usec로 볼수 있다. 평균초과지연은

$$\bar{\tau} = \frac{(1)(5) + (0.1)(1) + (0.1)(2) + (0.01)(0)}{(0.01 + 0.1 + 0.1 + 1)} = 4.38\mu s$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{(1)(5)^2 + (0.1)(1)^2 + (0.1)(2)^2 + (0.01)(0)^2}{(0.01 + 0.1 + 0.1 + 1)} = 21.07\mu s^2$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{21.07 - (4.38)^2} = 1.37\mu s$$

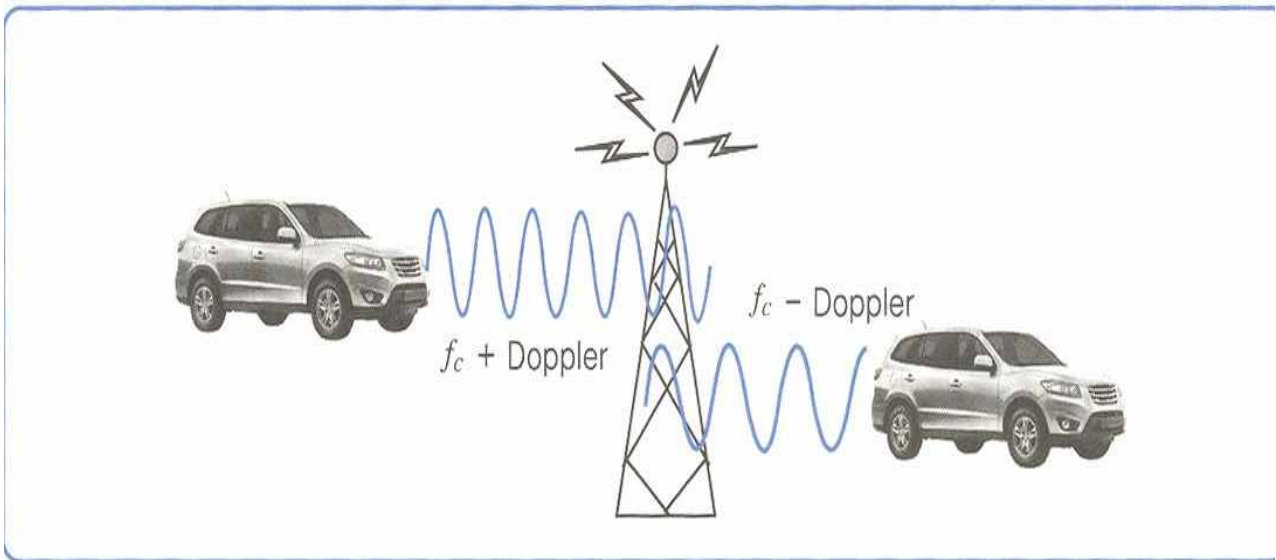
$$\text{코히어런스 대역폭은 } B_c \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}} = \frac{1}{5(1.37\mu s)} = 146kHz$$

$B_c$ 가 30kHz보다 크므로 AMPS는 등화기 없이 통신이 가능하다. 하지만 GSM의 대역폭은  $B_c$ 를 초과하므로 등화기가 필요하다. AMPS는 주파수 비선택적 페이딩 채널이고 GSM은 주파수 선택적 페이딩 채널이다.

### 도플러(Doppler) 효과에 의한 주파수 천이

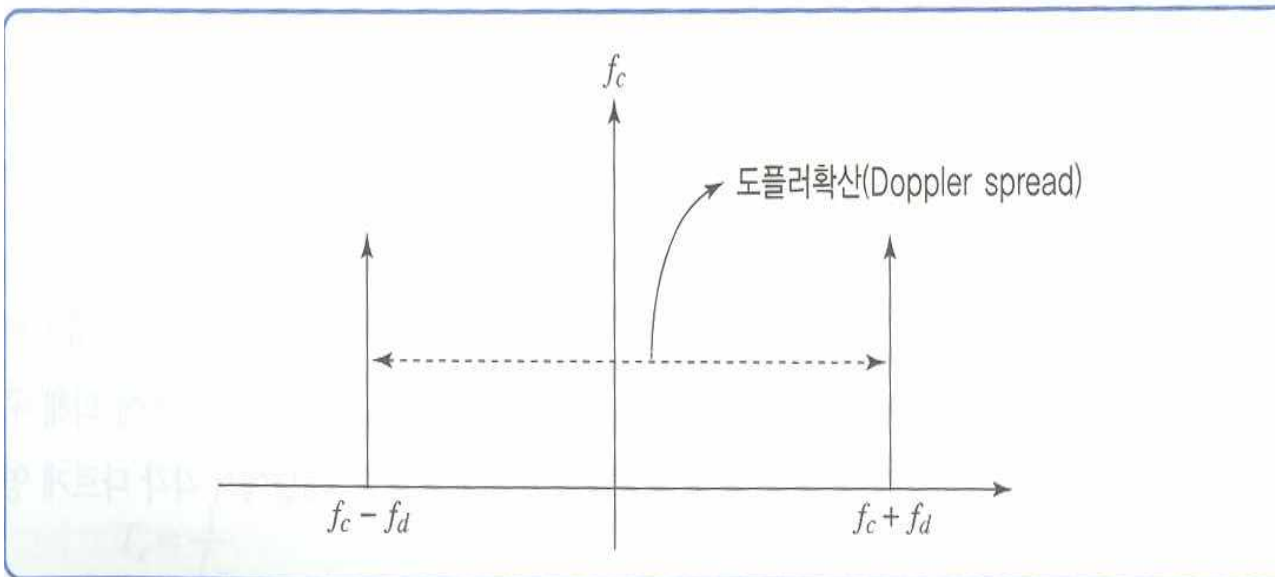
Delay spread와 coherence bandwidth는 채널의 시분산 특성을 나타내지만 MS의 이동에 의한 채널의 시변 특성을 나타내지 못한다. 따라서 채널의 시변 특성을 나타내기

위하여 Doppler spread와 coherence time을 이용한다. 이동체의 속도에 따라 주파수가 천이되는 현상을 도플러 주파수 천이라고 한다.



[그림 3-24] 도플러천이(Doppler shift)

도플러 천이에 의해서 도플러 확산이 발생한다. 이 도플러 확산은 채널이 얼마나 자주 변하는가를 나타낸다. 그림에서  $f_c$ 의 정현파를 보냈을 경우 수신측에서는  $f_c - f_d <-> f_c + f_d$  범위의 주파수가 수신된다.  $f_d$ 가 클수록 채널의 시변특성 크다고 할 수 있다.



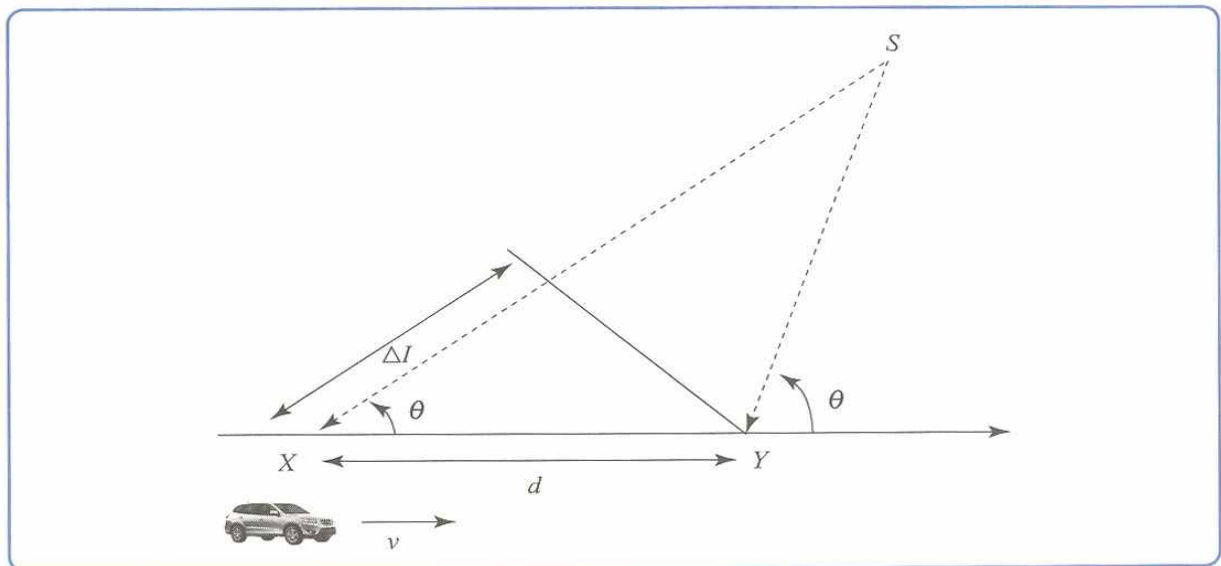
[그림 3-25] 도플러확산(Doppler spread)

코히어런스 시간은 채널의 임펄스 응답이 변화하지 않는 시간 즉 채널 특성이 비슷한 시간을 나타내며 도플러 지연의 역수로 나타낼 수 있다.

$\tau_c \approx \frac{1}{f_m}$ , 여기서  $f_m$ 은 최대 도플러 주파수를 나타낸다.

time correlation function이 0.5 이상이면

$\tau_c \approx \frac{9}{16\pi f_m}$ 이다. 또는 대략적으로  $\tau_c \approx \frac{0.423}{f_m}$



[그림 3-26] 도플러효과의 설명(illustration of Doppler effect)

멀리 떨어진 소스 S로부 신호가  $\theta$ 의 입사각을 이루면서 수신되는 경우

S->X 지점과 S->Y 지점의 경로차는  $\Delta I$ 가 된다. X와 Y사이의 거리는 d인 경우

$$\Delta I = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$$

$\Delta t$ 는 X에서 Y까지 이동 시간

경로차로 인한 위상변화  $\Delta \phi$ 를 구해보자. 만약 경로차가 1파장  $\lambda$ 이라면 위상변화는  $2\pi$ 일 것이다.

즉 ( $\lambda : 2\pi = \Delta I : \Delta \phi$ )

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta I}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta$$

위상변화를 주파수로 환산하자. 먼저 위상변화를 각속도 나타내면  $\frac{\Delta \phi}{\Delta t} = 2\pi f_d$ .

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$$

파원으로 접근하면( $\theta = 0^\circ$ ) 도플러 주파수  $f_d$ 가 높아지고  
파원에서 멀어지면( $\theta = 180^\circ$ ) 도플러 주파수  $f_d$ 가 낮아진다.

## Rayleigh fading

전파환경에서는 장애물에 의한 여러 반사파들이 수신된다. 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=1}^N R_n \cos(2\pi f t - 2\pi f_{D,n} t)$$

N: 반사파 개수

$R_n$ : 경로 n에서 수신 신호의 세기 (랜덤한 부호 및 크기를 갖는다)

$f_{D,n}$ : 이동체가 V속도로 움직였을 때 도플러 현상에 의한 도플러 주파수 편이

$$f_{D,n} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta_n$$

$\cos(A - B) = \cos A \cos B + \sin A \sin B$ 를 이용하면  $r(t)$ 는

$$r(t) = R_I(t) \cos 2\pi f t + R_Q(t) \sin 2\pi f t$$

$$R_I = \sum_{n=1}^N R_n \cos 2\pi f_{D,n} t \text{ (Inphase 성분)}, R_Q = \sum_{n=1}^N R_n \sin 2\pi f_{D,n} t \text{ (Quadrature 성분)}$$

경로 N이 크면 central limit theory에 의해서  $R_I$ 와  $R_Q$ 는 평균이 0인 가우시안 랜덤 변수가 된다.

$r(t)$ 의 포락선은 코사인 축과 사인축의 크기를 나타낸다.

$$\text{포락선 } R(t) = |r(t)| = \sqrt{R_I^2(t) + R_Q^2(t)}$$

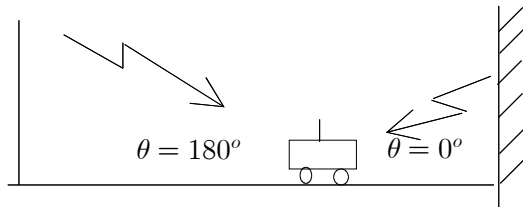
$R_I$ 와  $R_Q$ 가 가우시안 분포를 가지므로

$R(t)$ 는 Rayleigh 분포를 갖는다.

$$P(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}, \quad 0 \leq R$$



ex) 2개 파가 있는 경우 해석

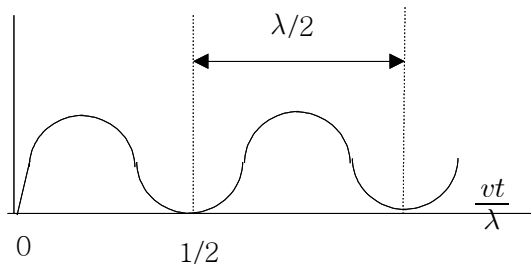


$$r(t) = A \cos 2\pi \left(f - \frac{v}{\lambda}\right)t - A \cos 2\pi \left(f + \frac{v}{\lambda}\right)t$$

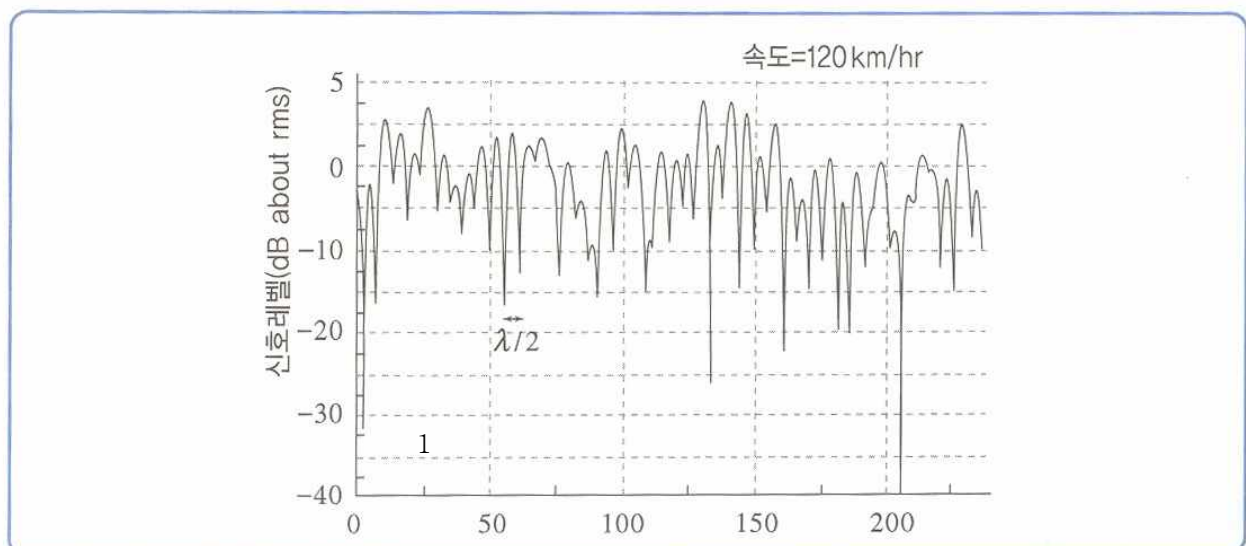
$\cos(A - B) - \cos(A + B) = 2 \sin A \sin B$  를 이용하면

$$r(t) = 2A \sin\left(2\pi \frac{vt}{\lambda}\right) \cdot \sin(2\pi ft) \quad \rightarrow \text{진폭이 거리에 따라서 변한다.}$$

$$\text{포락선의 power} = 4A^2 \sin^2\left(2\pi \left(\frac{vt}{\lambda}\right)\right)$$



이동국이 이동함에 따라 수신 신호의 진폭이 주기적으로 작아지는 페이딩 현상이 발생한다. 페이딩과 페이딩 사이의 거리는 반파장( $\lambda/2$ )이 된다. 페이딩 율은 반송파 주파수와 수신기의 이동속도에 영향을 받는다.



[그림 3-27] 900MHz의 전형적인 레일리 페이딩 포락선

이러한 다중 경로 반사파에 의하여 레일리 페이딩이 생기며 크기가 약 50dB정도 변한다. 이러한 현상이 빠르게 나타나므로 fast fading이라고 한다.

ex) cellular와 PCS의 페이딩 율을 비교하여라. 90km/hr (or 25m/sec)로 이동한다고 가정한다.

셀룰라 900MHz, PCS 1.9GHz 반송파 사용

$$\lambda_{cell} = \frac{C}{f_{cell}} = \frac{3 \times 10^8}{900 \times 10^6} = 0.33m$$

$$\lambda_{PCS} = \frac{C}{f_{PCS}} = \frac{3 \times 10^8}{1.9 \times 10^9} = 0.16m$$

한 페이딩에서 다음 페이딩까지 이동시간

$$\Delta t_{cell} = \frac{(\lambda_{cell}/2)}{v} = \frac{0.167m}{25m/s} = 6.67msec$$

$$\Delta t_{PCS} = \frac{(\lambda_{PCS}/2)}{v} = \frac{0.079m}{25m/s} = 3.16msec$$

셀룰라의 경우 매 6.67msec마다 또는 150Hz의 빈도로 페이딩이 발생한다.

PCS의 경우 매 3.16msec 마다 또는 317 Hz의 빈도로 페이딩이 발생한다.

PCS fading rate > cellular fading rate

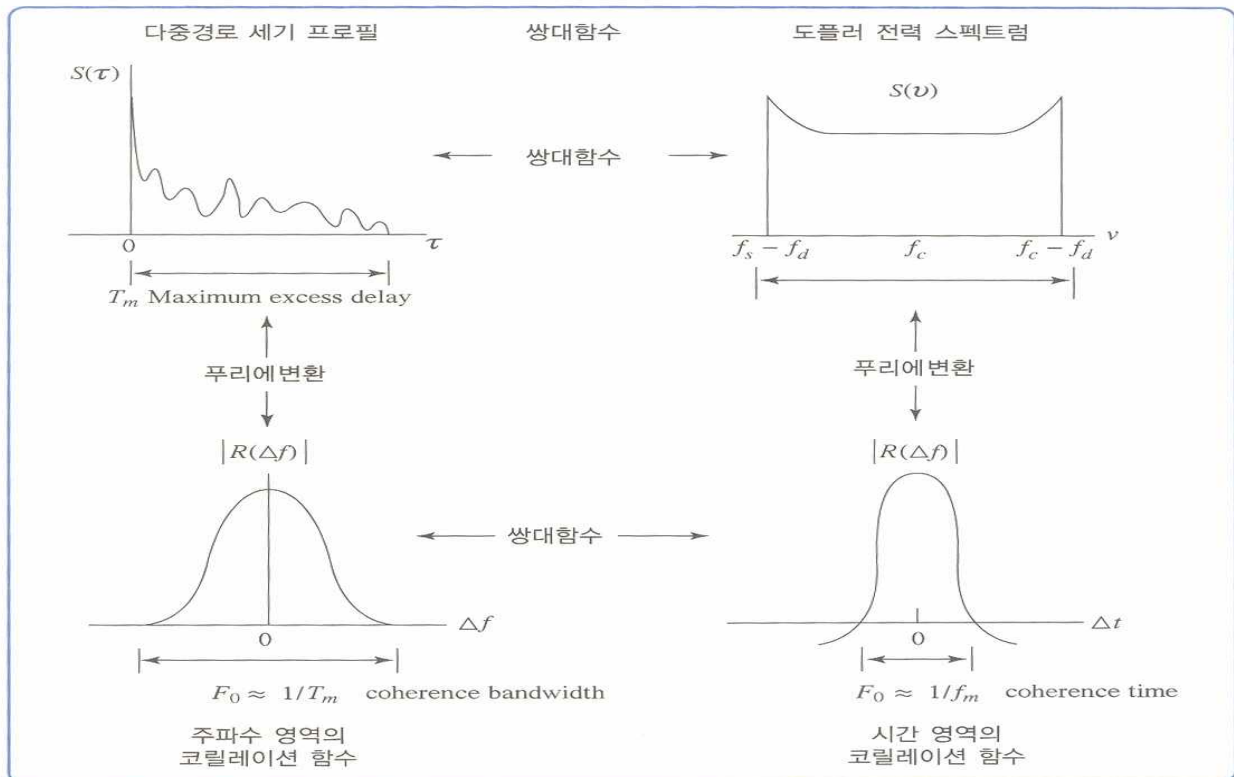
주파수가 높을수록 이동속도가 높을수록 페이딩 율이 높다.

도플러 주파수 천이

$$f_{D,cell} = \frac{v}{\lambda_{cell}} = \frac{25m/sec}{0.33m} = 75Hz$$

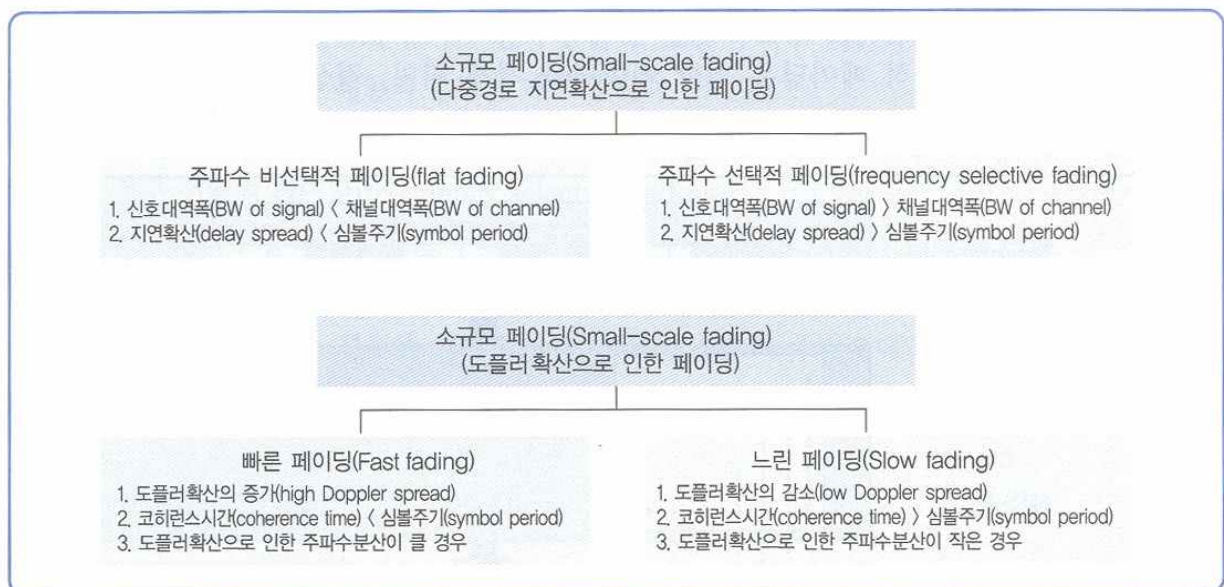
$$f_{D,PCS} = \frac{v}{\lambda_{PCS}} = \frac{25m/sec}{0.16m} = 158Hz$$

## 소규모 페이딩(small scale fading)의 종류



[그림 3-28] 채널상관함수와 전력밀도함수 사이의 관계

그림 3-28은 지연확산과 코히어런스 주파수 및 도플러 주파수 확산과 코히어런스 시간과의 상호 상관 관계를 나타낸다.



[그림 3-29] 소규모 페이딩의 형식(types of small-scale fading)

소규모 페이딩은 두가지 요인으로 인하여 나타난다.

1) 수신기 주변 장애물에 의한 다중경로 지연 확산

2) 수신기의 이동속도와 사용 반송파 수파수 ---> Doppler frequency spectrum spread

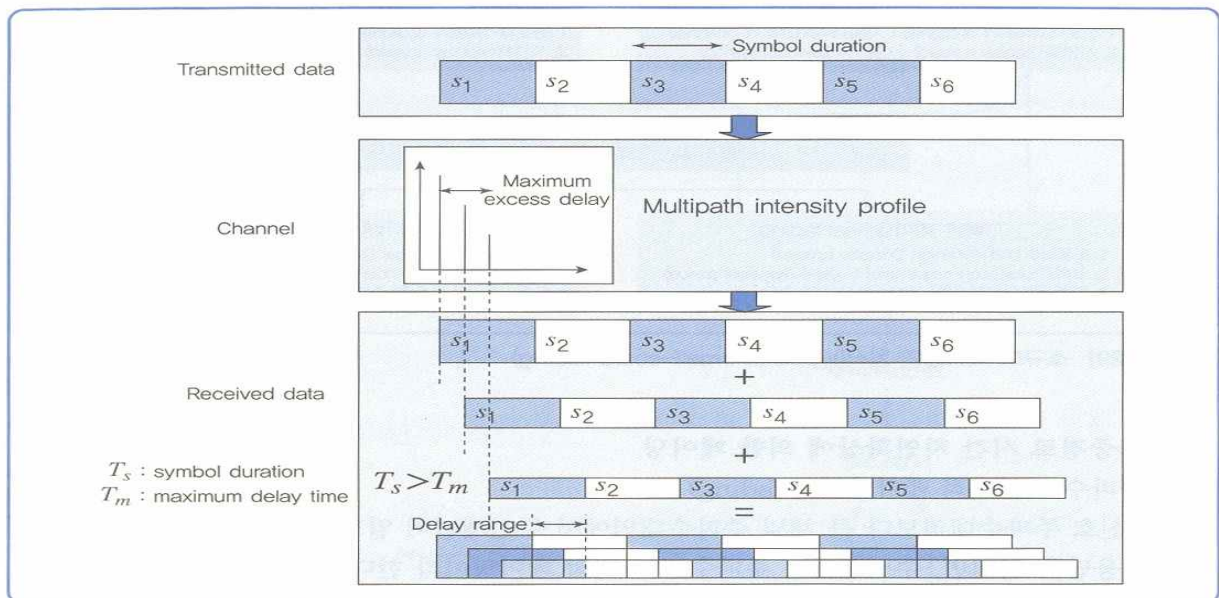
1) 다중경로 지연 확산으로 인한 fading은

frequency non-selective fading(flat fading)과 frequency selective fading 으로 나눌수 있다.

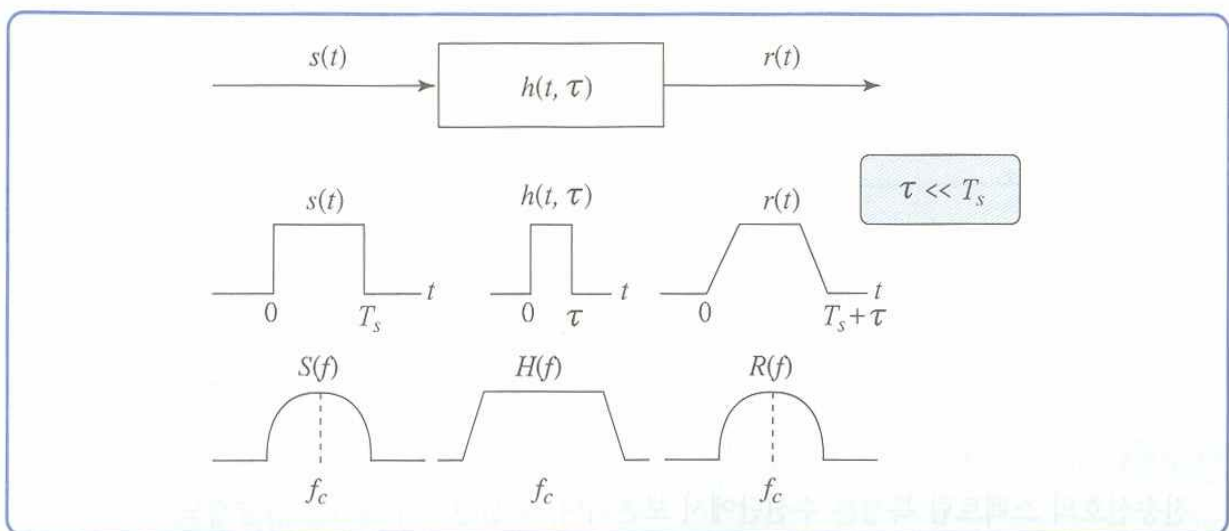
a) frequency non-selective fading (flat fading)의 경우

$B_s < B_c$ ,  $T_s \gg \sigma_\tau$  인 경우. 즉, 전송신호 폭이 채널의 임펄스 응답 보다 매우 긴 경우에 해당한다.

저속 데이터 전송에서 발생 ISI가 심각한 영향을 주지 않는다.



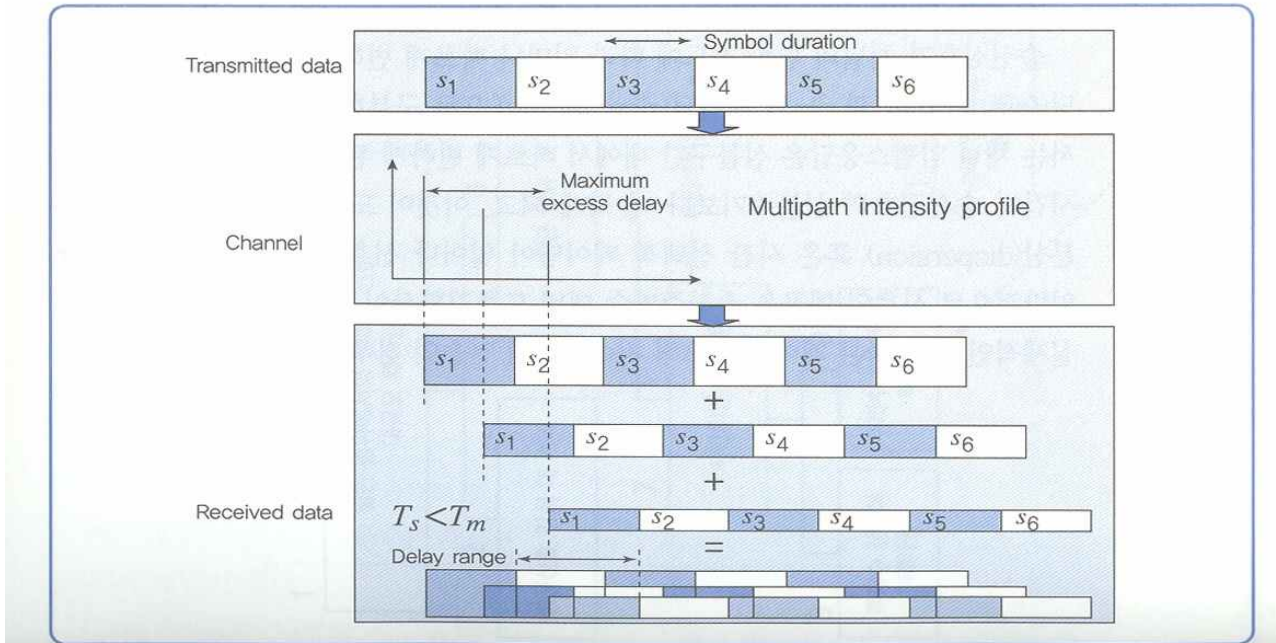
[그림 3-30] 지연에 의한 주파수 비선택적 페이딩의 영향



[그림 3-31] 주파수 비선택적 페이딩의 특징

b) frequency selective fading의 경우

$B_s > B_c$ ,  $T_s < \sigma_\tau$ . 즉, 전송신호 폭이 채널의 임펄스 응답보다 짧은 경우 발생. 주로 고속 데이터 전송에서 발생하며 이 경우 심각한 ISI를 일으킨다.



채널의 주파수 응답은 주파에 따라서 이득이 일정하지 않다(frequency selective). 따라서 신호도 채널의 영향을 받아 주파수에 따라서 이득이 달라진다.

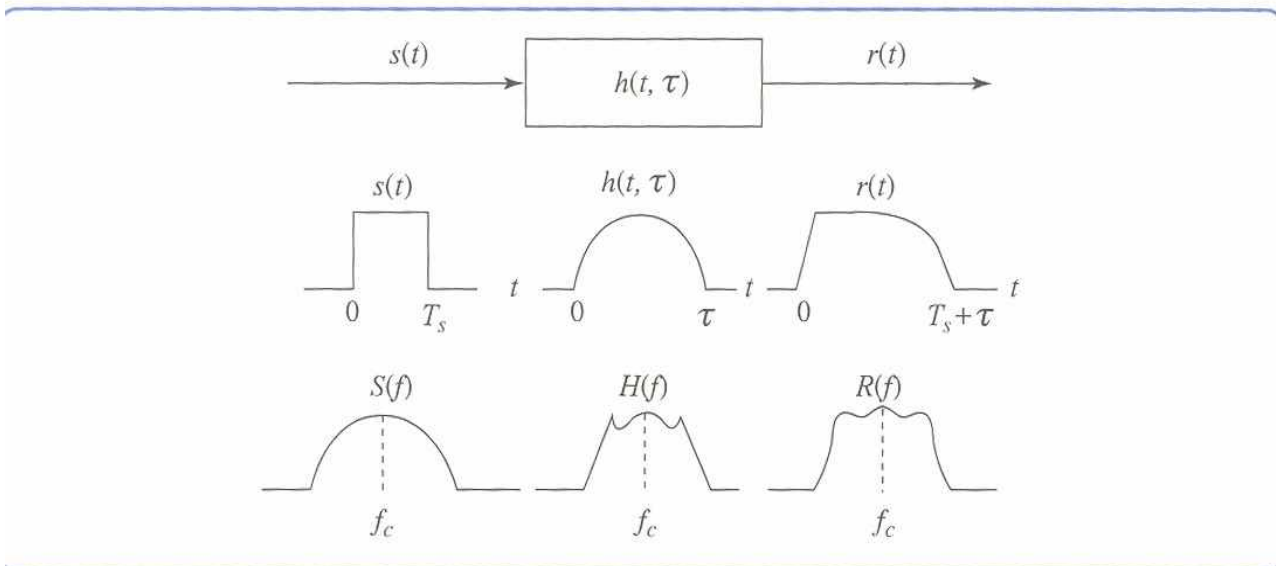
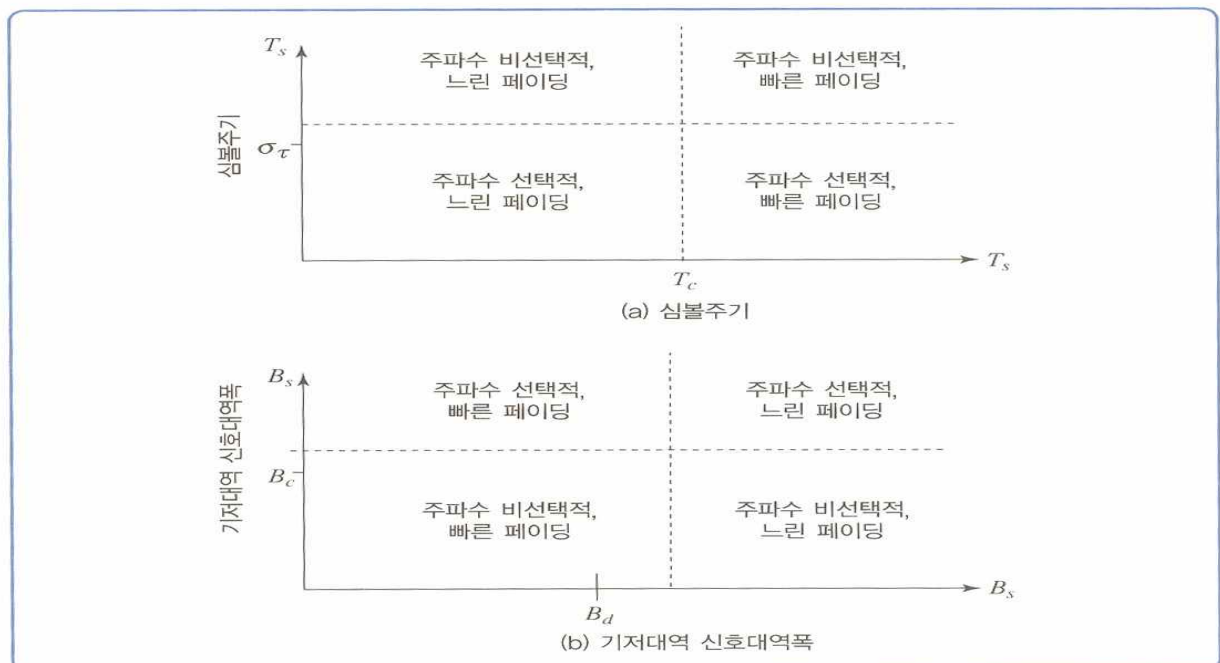
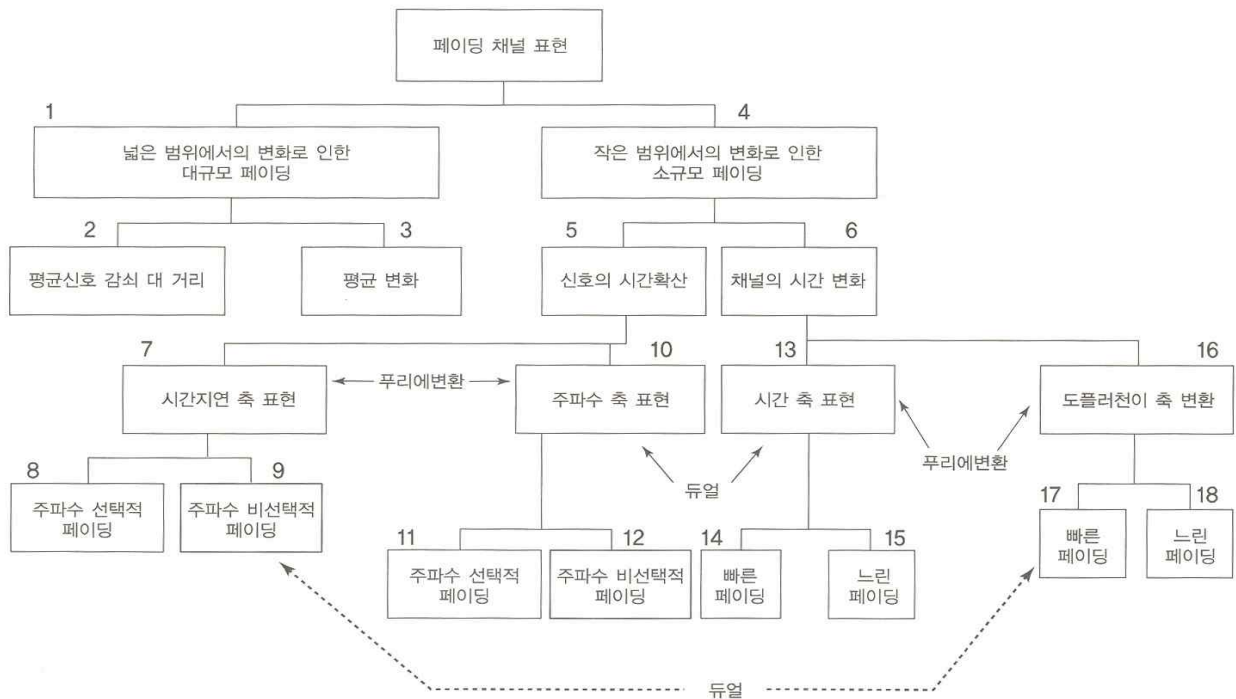


그림 3-33] 주파수 선택적 페이딩의 특징

2) Doppler frequency spread로 인한 fading의 경우

수신기의 이동에 의해서 채널 특성의 변화가 나타나며  $f_d$ 는 채널의 시간 변화를 나타낸다.  
fast fading과 slow fading으로 나뉜다.



[그림 3-35] 페이딩 채널의 분류

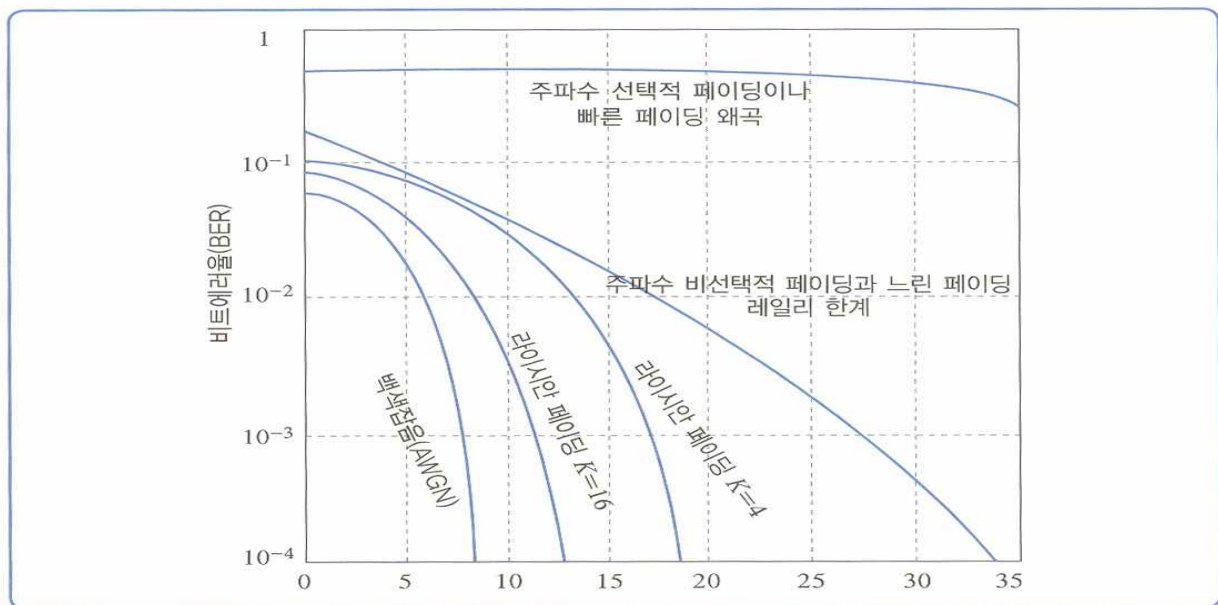


a) fast fading

$T_s > T_c$ ,  $B_s < B_d$ 인 경우. 신호의 전송폭에 비하여 채널의 특성이 빠르게 변하는 경우이며 주로 저속 데이터 전송시 경우 발생.

a) slow fading

$T_s < T_c$ ,  $B_s \gg B_d$ 인 경우. 채널의 특성이 신호의 전송폭에 비하여 천천히 변한다. 도플러 확산이 큰 영향을 미치지 못한다.



[그림 3-36] 여러 가지 페이딩 상태에서 이론적 BER