

# 이동통신채널에서 파일럿 톤을 이용한 반송파 동기의 성능분석

正會員 나 경 .필\*, 김 의 목\*\*, 최 형 진\*\*\*

## Performance Analysis of Carrier Recovery Using Pilot Tone in Mobile Radio Channel

Kyong Pil Ra\*, Euy Mook Kim\*\*, Hyung Jin Choi\*\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 디지털 이동채널환경에서 적용이 가능한 두가지 형태의 파일럿 톤을 이용한 반송파 동기방식을 제시하고 이에 대한 성능을 비교분석하였다. 이동채널환경에서는 다중경로에 의한 페이딩으로 인하여 수신신호의 진폭 변동과 불규칙한 위상변화로 반송파동기 및 수신기의 성능이 급격히 열화된다. 이러한 페이딩채널에 적용가능한 반송파동기방식으로 TCT(Tone Calibration Technique)와 DTCT(Dual Tone Calibration Technique)를 제시하고 Rayleigh 와 Rician 페이딩하에서 성능을 분석하였다. 또한 파일럿 대 신호전력비와 신호대 파일럿필터 대역비와 같은 주요한 설계파라메타에 대하여 BER 성능을 구함으로써 두가지 방식에 대한 심도있는 고찰과 시스템 최적화를 수행하였다.

### ABSTRACT

The performance of a carrier recovery is severely degraded because of amplitude fluctuations and random phases of the received signal caused by multipath fading in mobile radio channel. In this paper, we present two kinds of carrier recovery technique using pilot tone such as TCT(Tone Calibration Technique) and DTCT(Dual Tone Calibration Technique) and analyze these performance both in Rayleigh and Rician fadings. We also evaluate the BER performance of two carrier recovery systems in terms of design parameters such as pilot-to-signal power ratio, and detection filter-to-pilot filter bandwidth ratio.

### 1. 서 론

이동통신채널의 특성은 다중경로에 의한 페이딩으로 대표할 수 있다. 페이딩으로 인해 수신전력의 급

\*현대우주항공 인공위성 사업부 연구원  
\*\*성균관대학교 전기전자 컴퓨터공학부 강사  
\*\*\*성균관대학교 전자공학과 부교수  
論文番號:96045-0207  
接受日字:1996年 2月 7日

격한 변동과 랜덤한 반송파 위상의 전이가 발생한다. 이로 인해 수신기의 비트에러확률이 높아지고 신호 대잡음비가 높은 경우에도 비트에러확률이 줄어들지 않는 현상인 에러 플로어(Error Floor)가 발생한다. PLL (Phase Locked Loop)을 이용하여 반송파 위상을 추적함으로써 동기를 맞추어 데이터를 검출하는 방식은 페이딩채널에서는 PLL의 성능이 열화되고 PLL이 lock을 놓치면 다시 lock을 얻는데 있어서 많은 시간이 걸리기 때문에 적용에 문제가 있다. 또한 자동복조 방식이나 판별기 복조등과 같은 비동기 방식을 이용한 데이터 검출 과정에서도 이동채의 속도가 빠른 경우에는 다시 에러 플로어가 생기게 된다.

그리하여 동기복조 방식의 장점을 살리면서 에러 플로어를 없애기 위해 많은 연구가 수행되었는데 그 중에서 가장 유망한 방식이 반송파 레퍼런스로 파일럿 톤을 전송하여 파일럿이 신호와 같은 페이딩을 겪게하고 이를 이용하여 페이딩을 추정한 후 보상하는 방식이다. 이 방식의 장점은 부가적으로 전력에서는 손해를 보지만 이동통신채널의 큰 문제점인 에러 플로어를 제거할 수 있다는 점이다. 톤을 전송하는 방식은 다시 크게 두 가지로 나뉘는데 하나는 한 개의 톤을 신호대역의 중앙에 삽입하여 전송하는 TCT (Tone Calibration Technique) 방식이고, 다른 하나는 두 개의 톤을 신호대역의 양쪽 가장자리에 전송하는 방식인 DTCT(Dual Tone Calibration Technique)가 그것이다. 각각은 나름대로의 장단점을 가지므로 이 둘을 하나로 묶을 수는 없고 이용 용도에서도 차이가 난다. 본 논문에서는 Rayleigh 및 Rician 채널환경에서 대표적인 두 가지 방식, TCT와 DTCT에 대한 성능분석과 비교를 수행한다. 그리고 파일럿대신호 전력비와 신호대역대 파일럿필터대역비와 같은 주요한 설계파라미터에 대하여 시스템 BER 성능을 구함으로서 두가지 방식에 대한 심도있는 이해와 시스템 파라미터의 최적화를 수행한다. 마지막으로 실제적으로 수신기를 구현했을 때 일어날 수 있는 하드웨어적인 불완전성에 의한 영향도 분석한다.

이와 같이 본 논문에서는 이들 방식의 특성을 분석하고 각각의 성능을 분석함으로써 이동통신환경에서 각각의 장점을 살려서 상황에 따른 최적의 시스템 구현에 적절하게 응용이 가능하도록 하였다.

## II. 파일럿 톤을 이용한 반송파 동기

### II - 1. TCT(Tone Calibration Technique) 방식<sup>[1][2][4]</sup>

이 방식은 반송파 레퍼런스로 한 개의 톤을 대역의 가장자리에 전송함으로써 전송된 레퍼런스가 신호와 같이 페이딩을 겪게 해서 이를 가지고 동기복조를 하게 한다. 이러한 레퍼런스 전송방식의 가장 큰 특징으로는 자동 검출기에서 생기는 BER(Bit Error Rate) 플로어의 제거에 있다. 반면에 단점으로는 레퍼런스를 전송할 때 부가적으로 전력과 대역폭을 요구한다는 점과 수신기의 구조가 복잡해진다는 단점이 있다. 그러나 페이딩의 발생율이 높은 경우에 톤을 이용한 시스템은 확실하게 BER 플로어를 제거하는 우수한 성능을 보이므로 이 논문에서는 레퍼런스 전송방식의 사용방식에 대해서 그 성능을 분석하기로 한다.

아래의 그림 2.1에는 반송파 레퍼런스를 부가적으로 전송하는 TCT 시스템의 송신기 구조를 도시하였다. 데이터 소스에서 발생한 데이터는 I, Q 채널로 분리되어 각각 입력되고, 코딩단에서는 반송파가 위치할 DC 근처의 스펙트럼에서 공백이 생기도록 하기 위한 목적으로 Manchester 부호를 사용한다. 이 신호는 다시 신호의 대역폭을 제한하기 위해 파형정형필터를 통과한다. 여기에서 다음 단계 고역통과 필터를 점선으로 표시한 것은 있어도 되고 없어도 된다는 의미이었는데 DC 근처에 확실히 공백이 생기게 하기 위해서 이용된다.

신호는 다시 반송파 주파수  $\omega_0$ 로 직교 변조되는 동시에 파일럿 톤이 더해져서 RF 출력단으로 보내어져 같이 전송되는 것이다. 그림 2.1에서 톤의 삽입단에 감쇄기(attenuator)를 추가한 것은 신호와 톤의 전력 비율  $r$ 을 조절해서 최적의 비율로 전송하려는 의미에

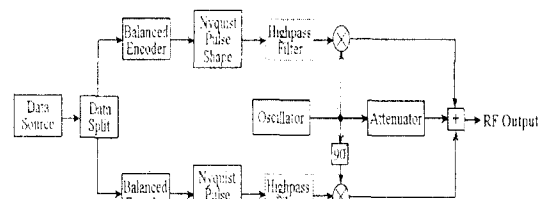


그림 2.1 TCT 시스템의 송신기 구조도  
Fig. 2.1 Transmitter Structure of TCT System

서이다.

그림 2.2에서는 파이롯 전송시스템의 수신기 구조를 보였다. 대역통과필터를 거친 신호  $Z(t)$ 는 파이롯 추정부와 복조부 두 경로로 전송된다. 여기서 중요한 부분이 페이딩 추정부로 여기서는 페이딩을 추정하여 입력되는 신호,  $C(t)$ 와 위상이 같고 진폭은 반대인 신호  $C_0(t)$ 를 추정한다. 이 추정된 신호와 대역통과신호,  $Z(t)$ 를 곱하면 진폭이 일정하고 완벽하게 복조된 신호  $Z_0(t)$ 가 출력된다. 이 신호는 다시 정합필터를 거쳐 decision 되면 데이터가 복원되게 된다.

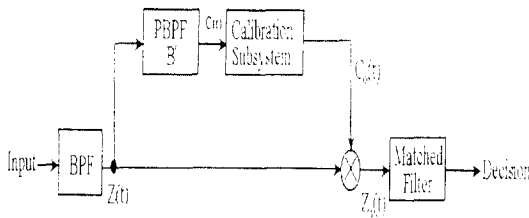


그림 2.2 TCT 수신기의 구조도  
Fig. 2.2 Receiver Structure of TCT System

그림 2.2에서 페이딩을 추정하는 부분이 calibration subsystem이다. 여기서 중요한 점은 calibration subsystem이 파이롯 톤을 통해 페이딩을 추정함과 동시에 복조를 수행하므로 수신기는 부가적인 반송파 추적 루프(Carrier Tracking Loop)가 필요 없다는 것으로 이것이 이 시스템의 가장 큰 장점이다.

파이롯 톤 전송시스템에서 가장 중요한 부분인 calibration subsystem이 가져야 할 특성을 살펴보면 다음과 같다. 먼저 위상에 영향을 주지 않으면서 진폭에 반비례하는 신호를 발생해야 하고 수신기의 진력 성능에 영향이 없어야 한다. 그리고 수신신호의 동적영역을 최소로 만들어야 한다는 것이다. 이런 calibration 시스템은 매우 복잡한 면을 가지므로 이에 대한 대안으로  $Z_0(t)$  신호에 리미터를 적용할 수는 있으나 비선형 효과로 인한 분석이 매우 어려워 지는 단점이 있다.

다중경로 페이딩에서 전파효과는 진폭의 요동과 랜덤 위상으로 모델된다. 먼저, 대역통과필터의 출력에서 수신신호,  $Z(t)$ 는 다음과 같이 모델할 수 있다.

$$Z(t) = P(t) + S(t) + N(t) \tag{2.1}$$

식 (2.1)의 수신신호를 구성하는 파이롯 신호  $P(t)$ , 신호성분  $S(t)$ , 및 잡음항  $N(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$P(t) = \frac{a}{\sqrt{2}} X_t \cos(\omega_c t + Y_t)$$

$$S(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} X_t [S_i(t) \cos(\omega_c t + Y_t) + S_q(t) \sin(\omega_c t + Y_t)]$$

$$N(t) = N_i(t) \cos(\omega_c t) + N_q(t) \sin(\omega_c t)$$

여기서 첫 번째식에서  $\frac{a^2}{2}$  은 평균 파이롯 톤 진력을 의미하며  $X_t$ 와  $Y_t$ 는 페이딩에 의한 랜덤한 진폭 변조(Amplitude Modulation)와 위상 변조(Phase Modulation)를 나타낸다. 두 번째 식에서의  $\frac{A^2}{2}$  는 적외변조된 신호의 진력을 의미하며  $S_i(t)$ 와  $S_q(t)$ 는 inphase와 quadrature 신호성분을 나타낸다. 세 번째 식에서의  $N_i(t)$ 와  $N_q(t)$ 는 진력밀도(PSD)  $N_0$ 를 갖는 기저대역 가우시안 잡음을 나타낸다. 따라서 페이딩이 없는 경우  $X_t = 1, Y_t = \text{constant}$  가 된다.

본 논문에서는 inphase 항만 분석한다. 왜냐하면 수신기 비트에러확률(Bit Error Probability)이 각각의 채널 BER 과 같기 때문에 한 쪽만 분석하면 나머지는 같기 때문이다.

일반적으로 수신기 BER은 각각의  $E_b/N_0$ 의 함수로 결정된다. 본 논문에서  $E_b$ 는 파이롯과 신호의 에너지를 합한 것으로 전체 비트 에너지를 나타내므로 식 (2.2)와 같다.

$$E_b = \frac{a^2}{2} + \frac{A^2}{2} R_b \tag{2.2}$$

여기서  $R_b$ 는 비트전송속도이다.

TCT 방식 수신기의 비트에러확률을 구하기 위해 신호의 흐름을 분석해 보면 다음과 같다. 입력되는 신호는 먼저 파이롯 대역통과필터(PBPF: Pilot Band-Pass Filter)를 통과하여 파이롯 성분과 잡음만을 가지게 되는데 이때의 출력신호는 식 (2.3-a)와 같다.

$$C(t) = \frac{a}{\sqrt{2}} X_t \cos(\omega_c t + Y_t) + N'_i(t) \cos(\omega_c t) + N'_q(t) \sin(\omega_c t) \tag{2.3-a}$$

여기서,  $B'$ 는 Pilot Bandpass Filter(PBPF)의 대역폭을 나타내며 이는 신호대역,  $B$ 에 비하여 상당히 협대역이며 PBPF를 통과한 잡음성분  $N_q'(t)$ 는 독립 기저대역 Gaussian Noise Process 이고  $B'/2$ 로 대역제한된 전력스펙트럼밀도,  $N_0$ 를 가진다. 이를 다시 극형식으로 재정렬하면 식 (2.3-b)와 같다.

$$C(t) = \rho(t) \cos[\omega_c t + Y_t + \theta(t)] \quad (2.3-b)$$

$$\rho(t) = \sqrt{(aX_t + N_i'(t))^2 + N_q'^2(t)}$$

$$\theta(t) = -\tan^{-1} \left\{ \frac{N_q'(t)}{aX_t + N_i'(t)} \right\} \text{이다.}$$

여기서,  $\rho(t)$ 는 파일럿 톤의 포락선이고  $\theta(t)$ 는 열잡음에 의한 위상변조(Phase Modulation)를 나타낸다. 이 신호를 이용하여 calibration 시스템이 위상을 같고 진폭이 역수인 신호를 추정하는데 calibration 시스템의 출력은 식 (2.4)와 같다.

$$C_o(t) = \frac{1}{\rho(t)} \cos[\omega_c t + Y_t + \theta(t)] \quad (2.4)$$

복조된 신호,  $Z_i(t)$ 는 식 (2.1)에서 정의된 대역통과 신호,  $Z(t)$ 와 calibration 시스템의 출력,  $C_o(t)$ 의 곱으로 나타나게 되며 이때 부가적으로 발생하는 두배의 주파수 항을 무시하면 다음의 식 (2.5)와 같다.

$$Z_i(t) = Z(t) \times C_o(t) = \frac{AX_t}{2\sqrt{2}\rho(t)} \{S_i(t) \cos[\theta(t)] - S_q(t) \sin[\theta(t)]\} + \frac{1}{2\rho(t)} \tilde{N}(t) + \frac{1}{2} \quad (2.5)$$

여기서  $\tilde{N}(t) = \tilde{N}_i(t) \cos[Y_t + \theta(t)] - \tilde{N}_q(t) \sin[Y_t + \theta(t)]$ 인데 두가지 잡음항은 각각  $\tilde{N}_i(t) = N_i(t) - N_i'(t)$ ,  $\tilde{N}_q(t) = N_q(t) - N_q'(t)$ 이다.

이상적인 calibration 시스템에서는 파일럿 대역통과필터의 대역폭,  $B'$ 은 매우 작다고 가정하면 파일럿 대역통과필터의 출력잡음은 무시될 수 있다. 다시말해서 파일럿필터 통과잡음,  $N(t)$ 이 zero가 되어 검파기 입력잡음,  $\tilde{N}(t)$ 은 수신기 입력잡음,  $N(t)$ 와 같게 된다. 이러한 경우 DC 항을 무시하고 관측된 신호는 식 (2.6)과 같다.

$$Z_{i \text{ ideal}}(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}a} S_i(t) + \frac{1}{2aX_t} \tilde{N}(t) \quad (2.6)$$

이 경우의 BER을 살펴보면  $X_t$ 는 신호의 비트전송 속도에 비해 상대적으로 느리게 변하므로  $X_t$ 를 시간 독립 랜덤변수로 가정할 수 있다. 그리고  $S_i(t)$ 를 antipodal 신호로 가정하면 BER은 해당하는 확률밀도함수의 적분으로 식 (2.7)과 같이 된다.

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc}(\sqrt{\Gamma}) p(\Gamma) d\Gamma \quad (2.7)$$

여기서,  $\Gamma = \gamma X_t^2$ ,  $\gamma = \frac{A^2}{(2N_0 R_b)}$ 는 페이딩에서의 평균  $E_b/N_0$  이고  $p(\Gamma)$ 는  $\Gamma$ 의 확률밀도함수이다.

이 경우에 채널을 Rayleigh 페이딩 채널로 가정하면 확률밀도함수는

$$p(\Gamma) = \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\Gamma}{\gamma}\right) \quad (2.8-a)$$

이고, Rician 채널을 가정하면 확률밀도함수는 아래의 식과 같이 된다.

$$p(\Gamma) = \frac{1+K}{\gamma} \exp\left(-K - (1+K)\frac{\Gamma}{\gamma}\right) \cdot I_0\left[2\sqrt{\frac{\Gamma}{\gamma}}(1+K)K\right] \quad (2.8-b)$$

이와같은 확률밀도함수를 식 (2.7)에 적용하면 페이딩 채널에서의 BER 성능을 구할 수 있다. 식 (2.8-b)에서의  $K$  값은 직진경로성분대 산란경로성분의 전력비로서  $K$  값이 zero가 되면 Rayleigh 분포특성을 나타내게 되며  $I_0(x)$ 는 0차 modified Bessel 함수이다.<sup>[8][9]</sup>

파일럿 대역통과필터에서의 잡음을 고려한 실제적인 경우에는 필터통과 잡음에 의해 비트에러확률이 약간 열화된다. 이 경우 비트에러확률은 랜덤 변수,  $\Gamma$ 의 함수로 표현되고,  $\theta(t)$ 가 한 비트구간 느리게 변한다면 TCT 방식의 조건부 비트에러확률은 Manchester 코드를 사용하므로 고정 위상에러,  $\theta$ 에 따른 BER 성능과 같게 되어 식 (2.9)과 같다.<sup>[9]</sup>

$$P_{eB, \theta} = \frac{1}{4} \text{erfc}[\sqrt{\Gamma} \cos \theta] + \frac{1}{8} \text{erfc}[\sqrt{\Gamma}(\cos \theta + \sin \theta)] + \frac{1}{8} \text{erfc}[\sqrt{\Gamma}(\cos \theta - \sin \theta)] \quad (2.9)$$

또한 파이롯 대역통과필터에서의 잡음에 의한 위상에러 프로세스  $\theta(t)$ 의 조건확률밀도는 협대역에서 정현파와 잡음이 존재할때의 위상에러 프로세스와 동일하므로 식 (2.10) 과 같다.<sup>[8][10]</sup>

$$P(\theta|\Gamma) = \frac{e^{-\delta r}}{2\pi} + \frac{\sqrt{\delta\Gamma} \cos \theta \exp[-\delta\Gamma \sin^2 \theta]}{2\sqrt{\pi}} \cdot [2 - \text{erfc}(\sqrt{\delta\Gamma} \cos \theta)] \quad (2.10)$$

여기서,  $r = a^2/A^2$ 은 파이롯대 신호의 전력비를 의미하며  $\delta = rR_b/B'$ 는 이러한  $r$ 에 신호의 대역대 파이롯 대역통과필터의 대역비,  $R_b/B'$ 을 곱한 값이다. 식 (2.7)-(2.10)를 이용한 파이롯 대역통과필터에서의 잡음을 고려한 전체적인 비트에러확률은 식(2.11)과 같다.

$$P_e = \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi P_{e|T, \theta} p(\theta|\Gamma) p(\Gamma) d\theta d\Gamma \quad (2.11)$$

II - 2. DTCT(Dual Tone Calibration Technique) 방식<sup>[5][6]</sup>

DTCT(Dual-Tone Calibration Technique)는 파이롯 톤을 대역의 양쪽 가장자리에 위치시킨다. 그러므로 신호의 파형정형(Pulse Shaping)에 있어서 별다른 코딩없이 NRZ(None Return to Zero) 신호를 그대로 이용할 수 있기 때문에 대역의 효율면에서 Manchester 부호를 사용해야하는 TCT 보다 우수하다. 그림 2.3

은 DTCT 수신기의 구조도를 나타낸다. 여기에서 전선으로 나타내 있는 것이 그림 2.2에서의 calibration 시스템과 동작이 같은 부분이다. 전체적으로 본 때 동작은 TCT 수신기와 동가이지만 파이롯 대역통과 필터가 두 개 사용되었으므로 해서 필터를 통과한 잡음은 TCT 시스템에 비해 두 배가 되므로 잡음의 전력의 증가해서 전체적인 비트에러확률 성능의 열화를 예측할 수 있다.

DTCT에서 사용되는 두개의 파이롯 톤의 신호모델은 식 (2.12)과 같다.

$$P(t) = \frac{a}{\sqrt{2}} X_I \cos[(\omega_0 + \omega_p)t + Y_I] + \frac{a}{\sqrt{2}} X_I \cos[(\omega_0 - \omega_p)t + Y_I] \quad (2.12)$$

그림 2.3의 BPF 를 통과한 수신신호는 식 (2.12)의 파이롯을 포함하고 식 (2.13)와 같이 모델된다.

$$Z(t) = \frac{a}{\sqrt{2}} X_I \cos[(\omega_0 + \omega_p)t + Y_I] + \frac{a}{\sqrt{2}} X_I \cos[(\omega_0 - \omega_p)t + Y_I] + \frac{A}{\sqrt{2}} X_I [S_I(t) \cos(\omega_0 t + Y_I) + S_Q(t) \sin(\omega_0 t + Y_I)] + N_I(t) \cos(\omega_0 t + Y_I) + N_Q(t) \sin(\omega_0 t + Y_I) \quad (2.13)$$

두 개의 파이롯 대역통과필터중에서 먼저 상단의

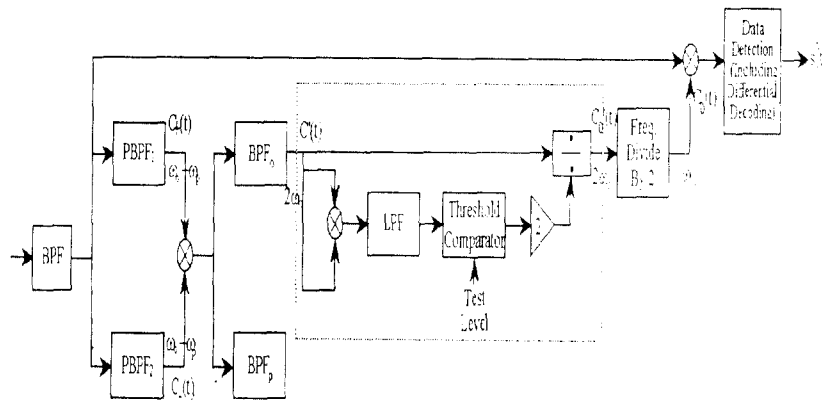


그림 2.3 DTCT 수신기의 구조도  
Fig. 2.3 Receiver Structure of DTCT Receiver

PBPF<sub>1</sub>을 통과한 신호  $C_+(t)$ 는 식 (2.14)과 같다.

$$C_+(t) = \frac{a}{\sqrt{2}} X_t \cos[(\omega_0 + \omega_p)t + Y_t] + N_{i+}'(t) \cos(\omega_0 + \omega_p)t + N_{i+}'(t) \sin(\omega_0 + \omega_p)t = \rho_+(t) \cos[(\omega_0 + \omega_p)t + Y_t + \theta_+(t)] \quad (2.14)$$

여기서, 진폭은  $\rho_+(t) = \sqrt{\left(\frac{a}{\sqrt{2}} X_t + N_{i+}'(t)\right)^2 + N_{q+}'^2(t)}$ ,

$$\theta_+(t) = -\tan^{-1} \left( \frac{N_{q+}'(t)}{\frac{a}{\sqrt{2}} X_t + N_{i+}'(t)} \right) \text{이다.}$$

다음으로 하단의 파일럿 대역통과필터, PBPF<sub>2</sub>를 통과한 신호  $C_-(t)$ 는 식 (2.15)와 같이 된다.

$$C_-(t) = \frac{a}{\sqrt{2}} X_t \cos[(\omega_0 - \omega_p)t + Y_t] + N_{i-}''(t) \cos(\omega_0 - \omega_p)t + N_{q-}''(t) \sin(\omega_0 - \omega_p)t = \rho_-(t) \cos[(\omega_0 - \omega_p)t + Y_t + \theta_-(t)] \quad (2.15)$$

여기서, 진폭은  $\rho_-(t) = \sqrt{N_{i-}''^2(t) + \left(\frac{a}{\sqrt{2}} X_t + N_{q-}''(t)\right)^2}$ ,

$$\theta_-(t) = -\tan^{-1} \left( \frac{\frac{a}{\sqrt{2}} X_t + N_{q-}''(t)}{N_{i-}''(t)} \right) \text{이다.}$$

복조를 위해 calibration 시스템으로 입력되는 왜곡된 신호,  $C_+(t)$ 와  $C_-(t)$ 를 곱함으로써 구할 수 있다.

$$C(t) = C_+(t) \cdot C_-(t) = \frac{1}{2} \rho_+(t) \rho_-(t) \cos(2\omega_0 t + 2Y_t + \theta_+(t) + \theta_-(t)) + \frac{1}{2} \rho_+(t) \rho_-(t) \cos(2\omega_p t + \theta_+(t) + \theta_-(t)) \quad (2.16)$$

이 신호는 두배의 반송파 주파수에 해당하는 BPF를 거침으로서 Harmonics 성분이 제거되어 다음과 같이 된다.

$$C'(t) = \frac{1}{2} \rho_+(t) \rho_-(t) \cos(2\omega_0 t + 2Y_t + \theta_+(t) + \theta_-(t)) \quad (2.17)$$

이 신호는 calibration system 을 거쳐 진폭은 역수이고 위상은 왜곡되지 않는 출력신호,  $C_o'(t)$ 를 얻게 된다.

$$C_o'(t) = \frac{1}{\rho_+(t) \rho_-(t)} \cos(2\omega_0 t + 2Y_t + \theta_+(t) + \theta_-(t)) \quad (2.18)$$

신호  $C_o'(t)$ 는 주파수가 두배로 나뉘어져 다음의 신호,  $C_o(t)$ 를 얻게 된다.

$$C_o(t) = \frac{1}{\rho_+(t) \rho_-(t)} \cos\left(\omega_0 t + Y_t + \frac{\theta_+(t) + \theta_-(t)}{2}\right) \quad (2.19)$$

복조된 신호는 입력신호,  $Z(t)$ 와 calibration 시스템의 출력,  $C_o(t)$ 와 calibration 시스템의 출력,  $C_o(t)$ 과의 곱으로 나타나며 이때 발생하는 두배 주파수 항과 파일럿성분을 무시하면 복잡한 대수적인 연산을 거쳐 식 (2.20) 같이 나타난다.

$$Z_o(t) = Z(t) \cdot C_o(t) = \frac{AX_t}{2\rho_+(t)\rho_-(t)} S(t) \cos\left(\frac{\theta_+(t) + \theta_-(t)}{2}\right) + \frac{1}{2\rho_+(t)\rho_-(t)} N_o(t) \quad (2.20)$$

위의 식 (2.20)에서 검출기 입력잡음,  $N_o(t)$ 는 수신단 입력잡음,  $N(t)$ 에 두개의 독립적인 파일럿 대역통과필터의 출력잡음,  $N_+(t)$ 와  $N_-(t)$ 의 차이로 나타나며 파일럿 대역통과필터가 협대역일 경우  $N_o$ 의 전력 스펙트럼밀도를 갖는 AWGN 프로세스로 근사화 할 수 있다. 더욱이  $\rho_+(t)\rho_-(t)$ 가 신호,  $S(t)$ 의 심볼주기에 동안 느리게 변화하기 때문에 식 (2.20)은 다시 데이터 검출 프로세스에서 다음과 같은 등가 평형으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_o'(t) = AX_t S(t) \cos\left(\frac{\theta_+(t) + \theta_-(t)}{2}\right) + N_o(t) \quad (2.21)$$

DTCT의 경우에는 실질적인 위상에러 프로세스,  $\bar{\theta}(t) = \theta_+(t) + \theta_-(t)$ 로 두가지 파일럿 필터출력의 위상잡음의 합으로 나타나게 된다.  $\bar{\theta}(t)$ 는 TCT의 경우에 식 (2.4)에서 정의된 바 있는 복조 레퍼런스  $C_o(t)$ 와 관련된 위상에러 프로세스이다. 이는 두 개의 서로 랜덤한 위상의 합이므로  $\bar{\theta}(t)$ 는 180도의 위상 모호성을 가지고 있다. 그리하여  $\theta_+(t) + \theta_-(t)$ 는 modulo  $2\pi$ 를 취한다고 가정하게 되면 구간  $[-\pi/2, \pi/2]$ 에서 사

이 값에 따라 DTCT에서의 위상에러 프로세스는 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{\theta}(t) \triangleq (\theta_+(t) + \theta_-(t))_{\text{mod } 2\pi} \quad (2.22)$$

위상에러 프로세스를 나타내는  $\bar{\theta}(t)$ 의 확률밀도함수는 파이롯 톤을 잡음 하에서 협대역 필터링하는 것과 관련되어 있고 TCT의 경우와 마찬가지로 이들의 확률밀도함수는 식 (2.10)을 그대로 적용할 수 있으나  $\theta(t)$  대신에  $\bar{\theta}(t)$ 가 대입된다.<sup>1)</sup>

$$p_{\bar{\theta}}(\bar{\theta}|\Gamma) = \frac{\exp(-\delta\Gamma)}{2\pi} + \frac{\sqrt{2\delta\Gamma} \cos \bar{\theta} \exp(-\delta\Gamma \sin^2 \bar{\theta})}{2\sqrt{2\pi}} \times [2 - \text{erfc}(\sqrt{\delta\Gamma} \cos \bar{\theta})] \quad (2.23)$$

식 (2.23)의 확률밀도함수는 신호대잡음비가 아주 높은 경우 아래의 식 (2.24)와 같이 근사화 되며 이 경우가 비트에러확률 성능의 상한이 된다.<sup>19)</sup> 그러나 본 논문에서는 TCT와 DTCT 방식의 성능을 비교함에 있어서 식 (2.23)의 확률밀도함수를 적용하기로 한다.

$$p_{\bar{\theta}}(\bar{\theta}|\Gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sigma^2_{\bar{\theta}}}} \exp\left(-\frac{\bar{\theta}^2}{2\sigma^2_{\bar{\theta}}}\right); \sigma^2_{\bar{\theta}} = \frac{1}{2\delta\gamma} \quad (2.24)$$

일정한  $\Gamma$ 와  $\bar{\theta}$ 에 따른 수신기의 비트에러확률은 DTCT에서는 NRZ 코드를 사용하므로 다음과 같다.<sup>19)</sup>

$$P_e(\Gamma, \bar{\theta}) = 2P_E(\Gamma, \bar{\theta})[1 - P_E(\Gamma, \bar{\theta})] = \frac{1}{2} \text{erfc}[\sqrt{\Gamma} \cos(\bar{\theta})] \quad (2.25)$$

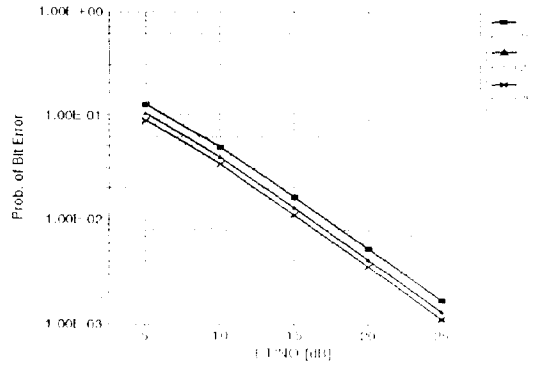
결론적으로 DTCT의 BER 성능을 구하기 위해서는 식 (2.8)의 Rayleigh 및 Rician 분포함수와 본 절에서 유도된 식 (2.23)과 식 (2.25)을 식 (2.11)에 대입하여 채널과 위상에러에 따른 BER을 얻게 된다.

### III. 성능 분석

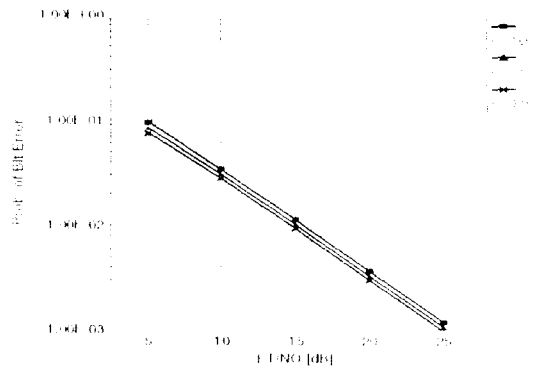
본 장에서는 2장에서 분석된 바 있는 페이딩 채널 하에서 TCT 방식과 DTCT 방식의 개별적인 성능을 분석하고 비교하기로 한다. 이를 위하여 다양한 채널

환경과 설계 파라메타에 따른 BER 성능을 구하여 두 가지 레퍼런스 전송방식에 대한 이해를 높이고 이를 바탕으로 하여 설계 파라메타의 최적화를 수행한다. 그리고 TCT나 DTCT 방식을 구현할 때 생기는 하드웨어적인 불완전성으로 인한 지연오차와 이동체의 속도에 따른 도플러에 따른 영향을 분석하여 이 두 가지 방식에 대한 정확하면서도 실제적인 이해가 가능하도록 하였다.

먼저 신호대역의 중심에 단일 파일럿을 사용하는 TCT 방식에 대하여 알아보기로 하자. 식 (2.8)의 Ra-



(a)  $R_b/B' = 20$ 인 경우  
(a)  $R_b/B' = 20$  case

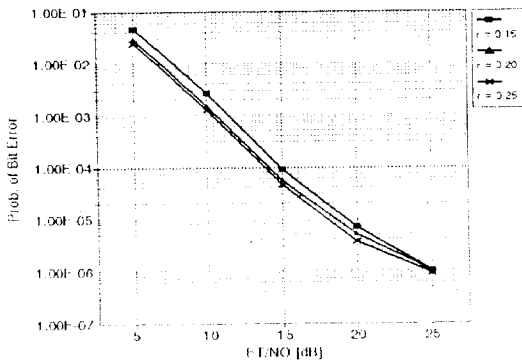


(b)  $R_b/B' = 50$ 인 경우  
(b)  $R_b/B' = 50$  case

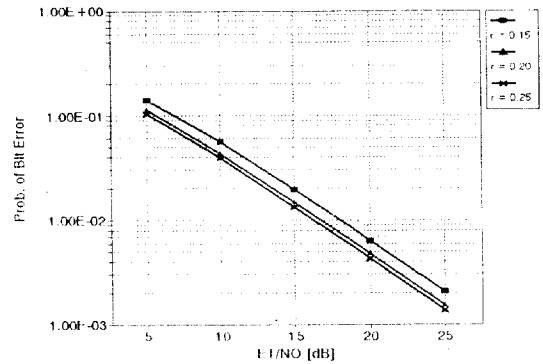
그림 3.1 Rayleigh 채널하에서 TCT 방식의 평균 BER 성능  
Fig. 3.1 Average BER Performance of TCT in Rayleigh Channel

Rayleigh 및 Rician 채널환경에서 신호대역대 파일럿 필터의 대역비,  $R_b/B'$ 이 20인 경우에 신호대 파일럿 전력비,  $r$ 이 각각 0.15, 0.20, 0.25인 경우와  $R_b/B'$ 이 50인 경우에  $r$ 이 각각 0.05, 0.10, 0.15인 경우의  $E_r/N_0$ 에 따른 BER 성능을 식 (2.11)에 의하여 구하여 그림 3.1과 그림 3.2에 각각 도시하였다. 단 Rician 페이딩의 경우 직진경로성분대 산란경로성분의 전력비,  $K$ 는 10이고 calibration 시스템은 이상적으로 동작함을 가정한다.

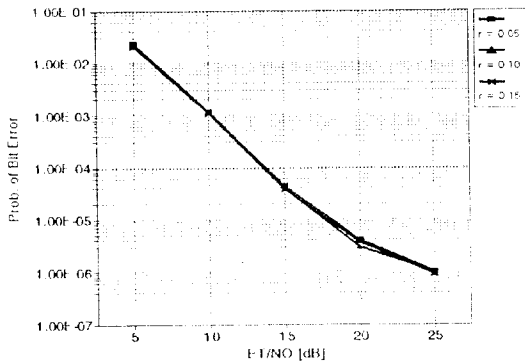
먼저 그림 3.1의 Rayleigh 페이딩의 경우보다 직진 경로와 성분이 존재하는 그림 3.2의 Rician 페이딩하에서 BER 성능이 전반적으로 우수함을 볼 수 있었고  $R_b/B'$ 가 20인 경우에는  $r$  값이 0.25 근방에서 BER 성능이 포화되었고  $R_b/B'$ 가 50인 경우에는  $r$  값이 0.15에서 BER 성능이 최적이 됨을 볼 수 있다.  $R_b/B'$ 이 50인 경우는 파일럿대역통과필터의 출력잡음의 전력비 낮아  $r$  값에 따른 성능의 차이가  $R_b/B'$ 가 20인 경우보다 작음을 알 수 있었다.



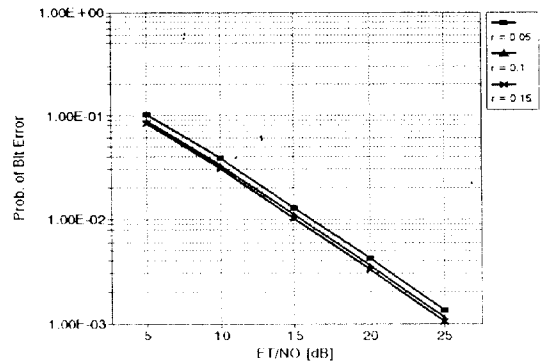
(a)  $R_b/B' = 20$ 인 경우  
(a)  $R_b/B' = 20$ 인 case



(a)  $R_b/B' = 20$ 인 경우  
(a)  $R_b/B' = 20$  case



(b)  $R_b/B' = 50$ 인 경우  
(b)  $R_b/B' = 50$  case



(b)  $R_b/B' = 50$ 인 경우  
(b)  $R_b/B' = 20$  case

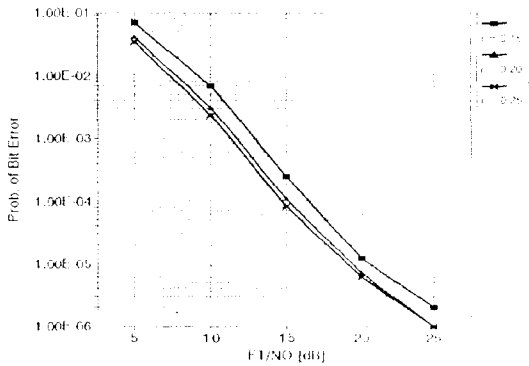
그림 3.2 Rician 채널하에서 TCT 방식의 평균 BER 성능 ( $K = 10$ )

Fig. 3.2 Average BER Performance of TCT in Rician Channel ( $K = 10$ )

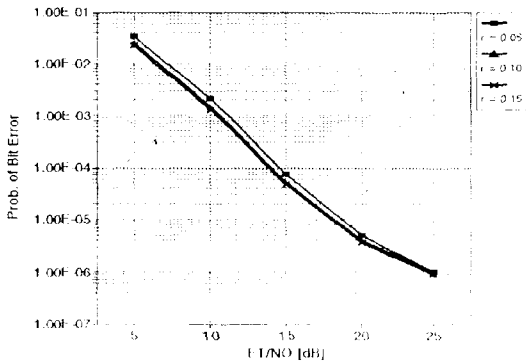
그림 3.3 Rayleigh 채널하에서 DTCT 방식의 평균 BER 성능  
Fig. 3.3 Average BER Performance of DTCT in Rayleigh Channel



다음으로 대역가장 자리에 두 개의 파일럿을 사용하는 DTCT 방식의 성능을 분석하여 보기로 한다. TCT의 경우와 마찬가지로 식 (2.8)의 Rayleigh 및 Rician 채널환경에서 신호대역대 파일럿전력비,  $r$ 이 각각 0.15, 0.20, 0.25인 경우와  $R_b/B'$ 이 50인 경우에  $r$ 이 각각 0.05, 0.10, 0.15인 경우의  $E_T/N_0$ 에 따른 BER 성능을 식 (2.11)에 의하여 구하여 그림 3.3과 그림 3.4에 각각 도시하였다. 단 Rician 페이닝의 경우 직진경로성분대 산란경로성분의 전력비,  $K$ 는 10이고 calibration 시스템은 이상적으로 동작함을 가정한다.



(b)  $R_b/B' = 50$ 인 경우  
(b)  $R_b/B' = 50$  case



(a)  $R_b/B' = 20$ 인 경우  
(a)  $R_b/B' = 20$  case

그림 3.4 Rician 채널하에서 DTCT 방식의 평균 BER 성능 ( $K = 10$ )  
Fig. 3.4 Average BER Performance of DTCT in Rician Channel ( $K = 10$ )

그림 3.4에 각각 도시하였다. 단 Rician 페이닝의 경우 직진경로성분대 산란경로성분의 전력비,  $K$ 는 10이고 calibration 시스템은 이상적으로 동작함을 가정한다.

DTCT의 성능을 살펴보면 그림 3.3과 그림 3.4에서  $R_b/B'$  값이 20, 50일때  $r$  값은 각각 0.25와 0.15의 경우에 BER 성능이 포화되는 유사함을 보여주고 있으나  $r$  값에 따른 BER 성능의 차이가 보다 민감함을 보여 주고 있다.

위의 결과를 보면 TCT나 DTCT 두가지 방식 모두  $R_b/B'$ 에 상관없이 파일럿의 전력비,  $r$ 을 높이면 BER 성능이 개선되나 이는 전력의 낭비를 의미하며 일정한  $r$  값에서 BER 성능이 포화되는 것을 알 수 있었다. 이는 각 경우에 사용되는 파일럿 전력이 최적화가 필요하다는 것을 의미하며 아래의 그림 3.5에 이러한  $E_T/E_0$ 와  $R_b/B'$ 에 따라 요구되는 신호대 파일럿 전력비,  $r$ 을 도시하였다.

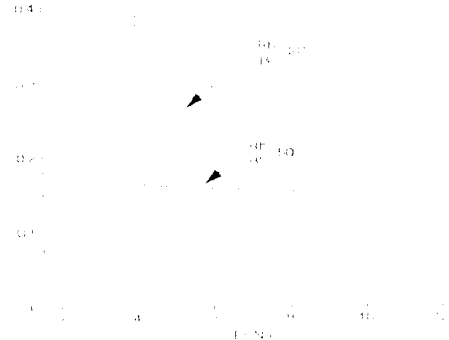


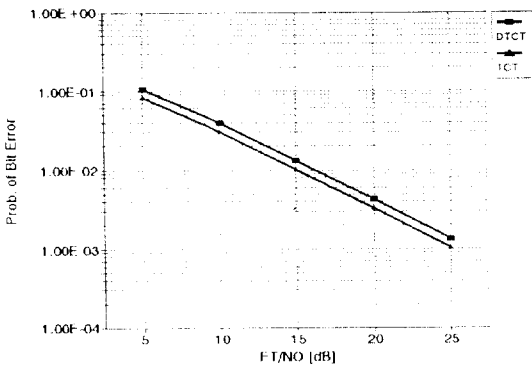
그림 3.5  $E_T/E_0$ 에 따른 최적의  $r$  값  
Fig. 3.5 Optimum  $r$  value due to  $E_T/E_0$  and  $R_b/B'$

다음은 식 (2.8)의 Rayleigh 와 Rician 채널환경에서 이러한 최적의  $r$  값을 적용하였을 때 여러 가지  $R_b/B'$  값에서 TCT와 DTCT 두가지 방식의 BER 성능을 비교하여 보기로 한다. 단 Rician 페이닝의 경우 직진경로성분대 산란경로성분의 전력비,  $K$ 는 10이고 두 방식의 calibration 시스템은 이상적으로 동작함을 가정한다.

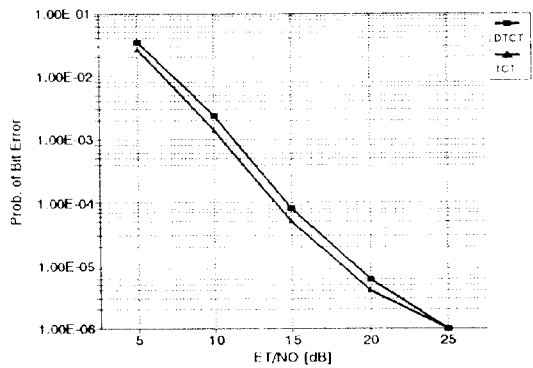
그림 3.6의 Rayleigh 채널의 경우는  $R_b/B'$ 가 20인 경우에는 약 1.5 dB 정도 TCT가 DTCT에 비해 성능이 우수하고  $R_b/B'$ 가 50인 경우에는 0.5-1.0 dB 정도 우수하다. 즉 파일럿전력의 대역폭과잡음이 줄어듦

수록 두 방식간의 성능차이도 줄어들음을 볼 수 있다. 그림 3.7의 Rician 채널에서는 BER이  $10^{-3}$ 을 기준으로 할때  $R_b/B'$ 가 20인 경우에는 약 0.7 dB 차이가 나고  $R_b/B'$ 가 50인 경우에는 거의 차이가 나지 않음을 알 수 있다. 시와 같이 채널조건과 파일럿 대역필터링에 따라 두가지 방식의 성능차이가 발생하고 특히 파일럿 대역필터링부분을 개선함으로써 TCT와 DTCT 간의 성능차이를 극복할 수 있음을 알 수 있었다. 마지막으로 하드웨어 구현시 발생하는 신호와 cali-

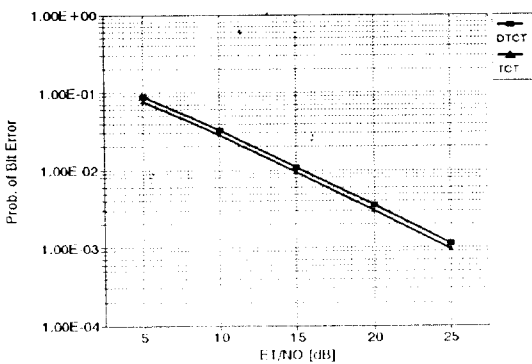
bration 출력과의 지연추정 오차,  $\tau$ 와 이동체의 속도에 따라 생기는 도플러,  $f_D$ 에 따른 BER 에러플로어의 영향을 살펴보기로 한다. 수신기 성능분석에 있어서 이상적인 경우 완벽한 지연동화를 가정한다. 그러나 이러한 점은 실제적인 시스템의 구현에 있어서 오차가 있기 때문에 이러한 점도 같이 고려하여 분석하여야 한다. 이러한 경우 필터에서 지연  $\tau$ 가 있다고 가정하면 전달함수는 다음과 같이 된다.



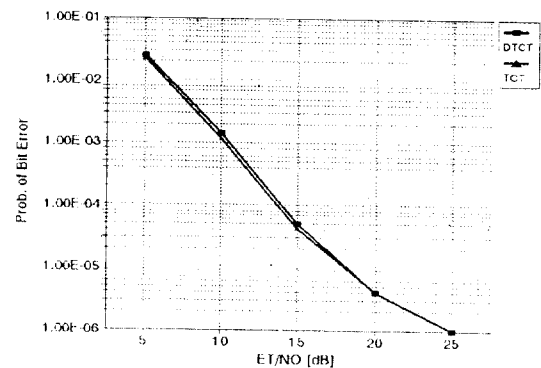
(a)  $R_b/B' = 20$ 인 경우  
(a)  $R_b/B' = 20$  case



(a)  $R_b/B' = 20$ 인 경우  
(a)  $R_b/B' = 20$  case



(b)  $R_b/B' = 50$ 인 경우  
(b)  $R_b/B' = 50$  case



(b)  $R_b/B' = 50$ 인 경우  
(b)  $R_b/B' = 50$  case

그림 3.6 Rayleigh 채널에서 TCT와 DTCT 방식의 성능비교  
Fig. 3.6 Performance Comparison of TCT/DTCT in Rayleigh Channel

그림 3.7 Rician 채널에서 TCT와 DTCT 방식의 성능비교  
Fig. 3.7 Performance Comparison of TCT/DTCT in Rician Channel

$$H_p(f) = \exp(-j2\pi f\tau)$$

이러한 지연오차가 보상이 제대로 안될 경우에는 시스템의 비트에러확률 성능에서 에러 플로어가 생긴다. 이러한 점은 톤을 전송하는 시스템이 가지는 장점을 없애게 되므로 많은 주의가 필요하고, 특성을 분석하여 대처해야 할 필요가 있다. 지연성능을 전체적으로 분석하는 것은 의미가 없고, 최종의 에러 플로어 레벨을 분석하는 것이 필요하므로 신호 대 잡음비가 무한대로 갈 때의 레벨을 분석해 보기로 한다. 이 경우 SNR 이 무한대로 갈 때 에러 플로어 레벨은 다음 식과 같이 근사화 된다.<sup>17)</sup>

$$P_{Error\ Floor} \approx \frac{(2\pi f_D \tau)^2}{8}$$

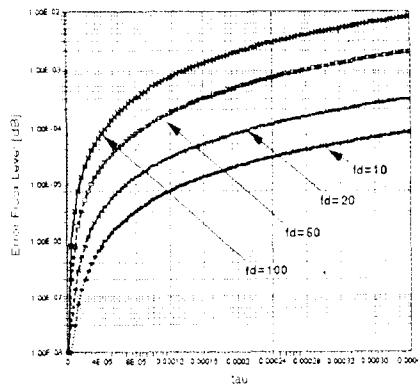
그러하여 신호와 calibration 출력과의 지연추정 오차,  $\tau$ 와 이동체의 속도에 따라 생기는 도플러,  $f_D$ 에 따른 BER 에러플로어의 영향을 다음의 그림 3.8에 도시하였다.

그림 (a)는  $\tau$ 가 증가함에 따른 에러 플로어의 레벨을 나타내고, (b)는  $f_D$  (Doppler shift)의 증가에 따른 에러 플로어의 레벨을 나타낸다. 여기서 보면 지연 오차와 도플러 천이가 증가하면 증가할수록 에러플로어의 레벨이 급격히 증가하고 심한 경우에는 비트

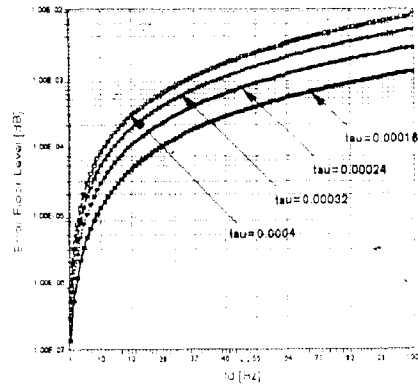
에러확률이  $10^{-1}$ 까지 높아지게 되므로 상당히 영향이 심각함을 알 수 있다. 결과를 살펴보면 시스템이 적절한 동작영역에서 동작하기 위해서는  $\tau$ 가 심분주기의 1% 안에 있어야만 시스템이 허용가능한 동작영역에 있게 된다. 그러므로 이점에 상당한 주의가 필요함을 알 수 있다. 그리고 도플러 효과에 의한 주파수 천이가 높은 경우에는 두 신호간의 위상오차가 매우 작아야 시스템이 올바른 동작영역에서 구동될 수 있다는 점도 유의해야 한다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 디지털 이동채널환경에서 기존의 반송파동기 방식에 발생하는 에러플로어등과 같은 문제점을 개선하기 위하여 두가지 형태의 파워펄스 분을 이용한 반송파 동기방식을 비교 분석하였다. TCT와 DTCT, 두가지 방식 모두 Rayleigh 및 Rician 페이딩하에서 에러플로어가 제거됨을 볼 수 있었다. 파워펄스 신호 전력비,  $r$ 에 따른 성능은 TCT와 DTCT 모두 일정한 값에서 성능이 포화되는 최적의  $r$  값이 존재하였으나 DTCT가  $r$  값에 따른 BER 성능이 보다 민감하게 변화하였다. 신호대역대파워펄스 전력비,  $R_b/B'$ 에 따른 성능은  $R_b/B'$  값이 커져서 파워펄스의 출력잡음이 작아짐에 따라 성능이 우수해 졌다.



(a)  $\tau$ 에 따른 에러 플로어  
(a) Error floor due to  $\tau$



(b)  $f_D$ 에 따른 에러 플로어  
(b) Error floor due to  $f_D$

그림 3.8 지연동화 오차 및 도플러에 의한 에러 플로어  
Fig. 3.8 Error floor due to Delay Equalization Error and Doppler

따라서  $R_b/B'$  값이 큰 경우는  $r$  값에 따른 성능차이도 비교적 작아짐을 알 수 있었다.

결론적으로 TCT 보다 대역효율면에서 유리한 DTCT가 BER 성능면에서 불리한 이유는 두개의 파일럿 필터의 통과잡음에 기인하므로 이를 극복하기 위해서는 보다 큰  $R_b/B'$  값의 협대역 파일럿 필터의 설계기술이 요구된다 하겠다. 또한 필터의 지연에 따른 보상오차도 심볼주기의 1% 이내로 설계해야 하므로 파일럿 톤을 이용한 반송파 동기방식의 기술적 제약은 협대역 필터의 설계와 구현에 달려있다고 볼 수 있다.

### 참 고 문 헌

1. J. P. McGechan, and A. J. Bateman, "Phase-Locked Transparent Tone-in-Band(TTIB): A New Spectrum Configuration Particularly Suited to the Transmission of Data Over SSB Mobile Radio Networks," IEEE Trans. Comm., vol. COM-32, Jan. 1984, pp. 81-87.
2. A. Bateman, "Feedforward Transparent Tone-in-Band: Its Implementations and Applications," IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-39, Aug. 1990, pp. 235-243.
3. Mitsuo Yokoyama, "BPSK System with Sounder to Combat Rayleigh Fading in Mobile Radio Communication," IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-34, Feb. 1985, pp. 35-39.
4. Faramaz Davarian, "Mobile Digital Communications via Tone Calibration," IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-36, May 1987, pp. 55-62.
5. Marvin K. Simon, "Dual-Pilot Tone Calibration Technique," IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-35, May 1986, pp. 63-70.
6. M. P. Fitz, "A Dual-Tone Reference Digital Demodulator for Mobile Digital Communications," IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-42, May 1993, pp. 156-165.
7. J. K. Cavers, "Performance of Tone Calibration with Frequency Offset and Imperfect Pilot Filter," IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. VT-40, May 1991, pp. 426-434.
8. A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, New York: McGraw-Hill, 1965.
9. W. C. Lindsey, and M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Prentice-Hall, 1973.
10. Simon Haykin, *Digital Communications*, Wiley & Sons, 1988.
11. S. Sampei, and T. Sunaga, "Rayleigh Fading Compensation Method for 16QAM in Digital Land Radio Channels," 39th IEEE VTC Proceedings, 1989.
12. J. A. Tarallo and G. I. Zysman, "Modulation techniques for digital cellular systems," IEEE 38th VTC Conf. Record, pp. 245-248, 1988.
13. A. Aghamohammadi and H. Meyr, "Adaptive Synchronization and Channel Parameter Estimation Using an Extended Kalman Filter," IEEE Trans. on Comm., vol. 37, No. 11, Nov. 1989.
14. William C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, New York: McGraw-Hill, Inc., 1982.
15. 최형진, *동기방식 디지털 통신*, 교학사, 1995.



나 경 필(Kyong Pil Ra) 정회원  
 1994년 2월: 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)  
 1996년 2월: 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)  
 1996년 3월~현재: 현대우주항공인공위성 사업부 연구원

※주관심 분야: 디지털 변복조 H/W, 위성통신, 인공위성 전력계 H/W



김 의 목(Euy Mook Kim) 정회원

1991년 2월: 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)

1993년 2월: 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)

1993년 3월~1996년 2월: 성균관대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료

1995년 3월~현재: 성균관대학교 공과대학 전기전자컴퓨터 공학부 강사

※주관심분야: 디지털 통신, 위성통신, 이동통신 및 개인휴대통신(PCS) 동기화 및 DSP 기술등임



최 형 진(Hyung Jin Choi) 정회원

1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 졸업(학사)

1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사)

1976년 3월~1979년 7월: 주식회사 삼성사 중앙연구소 근무(연구원)

1979년 9월~1982년 12월: 미국 University of Southern California 전기공학과 박사(Ph.D)

1982년 10월 1989년 2월: 미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전자공학과 근무(부교수)

※주관심분야: 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화이론을 포함한 Modem 기술 등임