

페이딩 채널 환경하에서의 양자화 특성에 의한 AF CR Loop의 성능평가

正會員 송재철*, 이경하***, 김선형**, 최형진***

Under the Fading Channel Environment, Performance Evaluation of AF CR loop Due to The Quantization Effect

Song, JaiChul*, Yi, KyungHa***, Kim, SunHyung**,
Choi, HyungJin*** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 PSK 변조기법을 위한 AF CR Loop(Angular Form Carrier Recovery Loop)에 관한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. AF CR Loop은 복조된 각의 심볼과 Multi Level Hardlimiter 를 포함한다. 일반적으로 복조된 각은 심볼을 결정하는데 사용된다. 복조된 각이 위상검출기 출력의 오차신호를 만들어 내는데 사용되기 때문에 AF CR Loop의 하드웨어 구현은 다른 Loop 에 비해서 간단화할 수 있다. AF CR Loop의 하드웨어 구현전에 양자화에 의한 성능평가 먼저 선행되어야 한다. 본테 카를로 시뮬레이션 기법을 이용하여 성능평가를 하였다. AWGN 과 Jake의 Fading 환경하에서, 양자화 효과에 의한 AF CR Loop의 RMS jitter등으로 성능을 평가하였다. 차등 QPSK 변조기법이 사용되었으며, AGC(Automatic Gain Control)이 사용되었다. 성능평가 결과, AF CR Loop의 양자화 효과에 의한 결과는 만족할만한 성능을 확인할 수 있었으며, Fading 채널 환경하에서도 잘 동작됨을 확인할 수 있었다.

Abstract

In this paper, we present simulation result of quantization effects about a new Angular Form Carrier Recovery

*仁德專門大學校 事務自動科

Dept. of O. A., Induk Junior College

**順天鄉大學校 情報通信工學科

Dept. of Information & Communication, SoonChunHyang University

***成均館大學校 電子工學科

Dept. of Electronics, SungKyunKwan University

論文番號:95255-0801

接受日字:1995년 8월 1일

Loop(AF CR loop) for PSK modulation technique. AF CR loop includes detected angle symbol and Multi Level Hardlimiter. In general, detected angle is used in determining symbol. Because detected angle is used to make an error signal of phase detector output, hardware implementation of AF CR loop is simpler than that of other loops. Before hardware implementation of AF CR loop, the result due to quantization effect should be investigated. In order to confirm quantization effect of AF CR loop, we evaluate performance of this loop by Monte-Carlo simulation method. Under both in the AWGN and Jake's fading noise channel environments, we confirmed the characteristics of AF CR loop in terms of RMS jitter due to quantization effect. Differential QPSK modulation scheme is used in this paper. Especially, Jake's fading channel is used as a channel model and also AGC(Automatic Gain Control) is used in the overall process of performance evaluation. We obtained the reasonable result of quantization effect about AF CR loop.

With the result of performance evaluation based on quantization effects, we can expect to operate AF CR loop under the fading channel environments reasonably well.

I. 서론

디지털 모뎀에서 동기(Synchronization)화 과정은 전체 통신시스템의 성능에 대단히 큰 영향을 미치게 된다. 이러한 동기과정은 크게 CR(Carrier Recovery) 부분과 STR(Symbol Timing Recovery) 부분으로 구성되어 진다. CR부분은 변조된 신호속에 포함되어 있는 반송파(Carrier)를 추출하는 과정으로서 디지털 모뎀의 대단히 중요한 부분이라 할 수 있다. 이러한 CR을 위해 여러가지 CR loop들의 연구가 많이 되어 지고 있다. [1-14] 특히, PSK (Phase Shift Keying) 변조 기법을 위한 CR loop들은 Costas Loop, Decision Directed loop 등이 현재 주류를 이루고 있으며, 최근에 Phase Detector의 하드웨어 구현을 용이하게 하기 위한 loop들인 Tan Lock Loop과 AF CR loop등의 연구개발되었다[15, 16].

특히, 제안된 많은 CR loop들중 최근에 제안된 AF CR Loop을 실제 통신시스템에 적용하기 전에, 정확한 성능평가가 먼저 선행되어야 한다.

본 논문에서는, AF CR loop의 페이딩 채널환경하에서 양자화에 따른 성능평가를 제시하고자 한다. 성능평가를 위하여, 다양한 페이딩 채널환경하에서 RMS jitter 특성과 BER 곡선을 제시하였다. 특히, 성능평가를 위한 시뮬레이션에서 페이딩 채널을 모델링하기 위하여 Jake 모델[17]을 이용하였으며, 시뮬레이터를 구현하여 검증을 기친 후, 본 논문에서 사용하였다. 특히 수신단에서 비동기(Noncoherent) AGC (Automatic Gain Control)을 모델링하여 성능평가에 사용

하였다.

II. AF CR Loop의 검토

본 절에서는, 논문 [16]에서 제안한 AF CR loop의 개괄적인 내용을 간단히 언급하고자 한다.

그림 1에서 본 논문에서 제안한 AF CR loop의 블록도를 나타내고 있다.

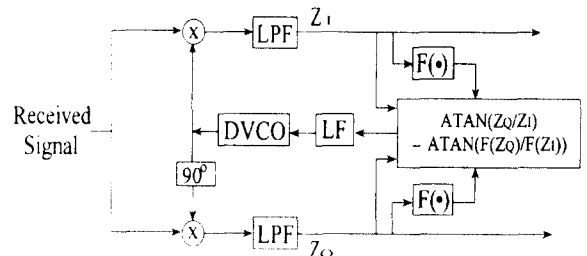


그림 1. MPSK(m > 4) 신호를 위한 제안된 AF CR Loop
Fig 1. AF CR Loop for MPSK(m > 4) Signal

그림 1의 F(.)부분은 QPSK인 경우 즉, M=4인 경우에는 F(.)를 hard limiter로 대치하면 되고, 8PSK, 16PSK인 경우 즉, M=8, 16인 경우에는 multilevel limiter로 대치하면 된다. multilevel limiter에 관한 함수를 (·)로 나타내면, F(.)는 odd function이다.

k번째 샘플링 순간에서 PD(Phase Detector)의 출력 오차신호를 ϵ_k 로 나타내면, ϵ_k 는

$$\epsilon_k = TAN^{-1}(Z_Q/Z_I) - TAN^{-1}(F(Z_Q)/F(Z_I)) \quad (1)$$

으로 나타낼 수 있다. 여기서, Z_I, Z_Q 는 각각 LPF 된 I, Q 채널 신호를 의미한다.

신호전력 $S=1$ 로 하고, 이웃 심볼간의 영향을 무시하고, 위상오차가 $2\pi/M$ 와 비교하여 대단히 작다라고 가정하면, 한 심볼 주기에 대한 오차신호 ϵ_k 는 다음식과 같이 간단화 할 수 있다.

$$\epsilon_k = TAN^{-1} \left(\frac{I_{nk} \cdot \sin \Phi_k + Q_{nk} \cdot \cos \Phi_k + N_Q(t_k)}{I_{nk} \cdot \cos \Phi_k + Q_{nk} \cdot \sin \Phi_k + N_I(t_k)} \right) - TAN^{-1} \left(\frac{Q_{nk}}{I_{nk}} \right) \quad (2)$$

식(2)는 제안된 CR loop의 PD의 출력을 나타내고 있으며, PD의 출력은 잡음과 위상오차에 의해 값이 결정됨을 알 수 있다. 식(2)의 PD출력은 1차 혹은 2차 DPLL의 입력이 된다.

한편, AF CR loop의 system 방정식은 다음과 같다. 1차 loop에 대한 디지털 필터 $D(z)=G_1$ 이므로, 1차 loop에 대한 phase error process는

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) - K_1 \cdot \epsilon(k) + A_0 \quad (3)$$

으로 나타낼 수 있고, 여기서 $K_1 = \omega \cdot G_1$ 이고, $A_0 = 2\pi \cdot \Delta\omega/\Delta\omega_0$ 이다.

2차 loop에 대한 디지털 필터 $D(z)=G_1 + G_2/(1-z^{-1})$ 을 식(3)에 대입하면,

$$\Phi(k+1) = \Phi(k) - \omega \cdot \left(G_1 + \frac{G_2}{1-z^{-1}} \right) \cdot \epsilon(k) + 2\pi \cdot \Delta\omega/\Delta\omega_0 \quad (4)$$

으로 나타낼 수 있고, 이것을 정리하면 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\Phi(k+2) = (2-r \cdot K_1') \cdot \Phi(k+1) + (K_1' - 1) \cdot \Phi(k) \quad (5)$$

여기서, $r = 1 + G_2/G_1$ 이고, $K_1' = G_1 \cdot \omega$ 이다.

S-Curve 는 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$g(\Phi) = E[\epsilon(t) | \Phi]$$

$$= E[\theta_M + \Phi] - \sum_{n=1}^M P(n) \cdot \frac{(2n-1)\pi}{M} \quad (6)$$

$$= E[\Phi] - \sum_{n=1}^M P(n) \cdot \frac{(2n-1)\pi}{M}$$

여기서, 식 (6)의 첫번째 항 $E[\theta_M + \Phi] = E[\theta_M] + E[\Phi]$ 으로 쓸 수 있고, I, Q 채널의 데이터 가 상호 독립적이고, 부호 평형성이 유지된다라고 가정하면 $E[\theta_M] = 0$ 이 된다. $E[\Phi]$ 분포는 식(7)로 주어지는 확률 밀도 함수의 분포로 나타나게 된다[16]. 식(6) 두번째 항의 $P(n)$ 은 위상을 올바르게 hard decision할 확률을 나타내며, 식(10)으로 주어지는 위상오차 Φ 의 확률밀도함수를 사용하여 구할 수 있다[2].

$$r(\Phi) = \frac{1}{2\pi} e^{-E_s/N_s} \cdot \left[1 + Z\sqrt{2\pi} \cdot e^{\frac{Z^2}{2}} \cdot (1-Q(Z)) \right] \quad (7)$$

$$\text{여기서, } Z = \sqrt{2E_s/N_s} \cos(\Phi) \quad (8)$$

$$Q(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (9)$$

를 의미한다. 이때 $P(n)$ 은 식 (10)으로 구할 수 있다.

$$P(n) = \int_{(2n-3)\pi/M}^{(2n-1)\pi/M} r(\Phi) d\Phi \quad (10)$$

III. 페이딩 채널 모델링

비 주파수 선택적(non-frequency-selective) 다중경로 페이딩 효과는 그림 2와 같이 독립적인 두개의 가우시안 랜덤 신호를 복소형태로 적용하여 RF 신호를 변조함으로써 얻을 수 있다[18].

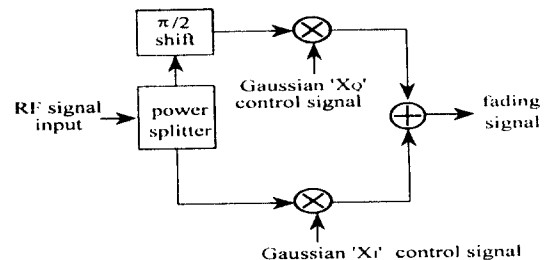


그림 2. 단순화된 페이딩 채널 모델 블럭도
Fig 2. Block Diagram for Simplified Fading Channel Model

페이딩 채널은 가우시안 랜덤 신호 X_I, X_Q 의 발생 방법에 따라 잡음원의 스펙트럼 변조 방식과 위상변조 신호의 주파수 합성방식 두가지로 분류할 수 있다. 본 논문에서는 Jake에 의해 제시된 위상변조 신호의 주파수 합성방식을 사용하여 페이딩채널을 구현하였다. 그림 3에 이러한 Jake 방식에 의해 가우시안 랜덤 신호 X_I, X_Q 를 발생시키는 방법을 보였다.

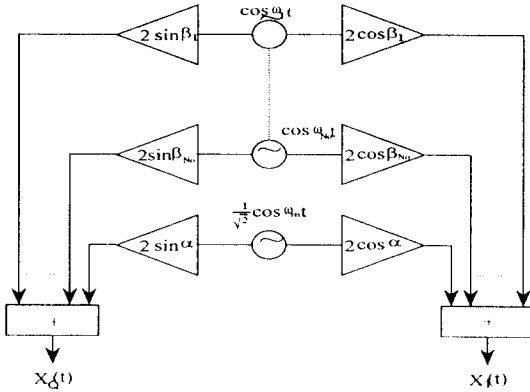


그림 3. Jake 방식에 의한 가우시안 랜덤 신호 X_I, X_Q
Fig 3. Gaussian Random Signal X_I, X_Q Due to Jake's Method

그림 3은 도플러 천이 $\omega_m \cos(2\pi n/N)$ 에 해당되는 N_o 개의 저주파 발생기와 최대 도플러 천이 주파수를 나타내는 ω_m 에 해당되는 발진기로 구성된다. 위에서 사용된 파라메타의 정의는 다음과 같다.

$$N_o = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad (11)$$

$$\omega_m = 2\pi v/\lambda : \text{Doppler frequency, } \omega_n = \omega_m \cos(2\pi n/N) \quad (12)$$

여기에서 v 는 이동체의 속도, λ 는 반송파의 파장

$$\beta_n = \frac{\pi n}{N}, \alpha = \frac{\pi}{4} \quad (13)$$

모든 성분의 발진 정현파는 단위 진폭을 가지지만 ω_m 은 $1/\sqrt{2}$ 의 진폭을 가진다. 결과적으로 발생되는 가우시안 랜덤 신호 X_I, X_Q 는 다음과 같다.

$$X_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_o} (\cos \beta_n)(\cos \omega_n t) + \sqrt{2} (\cos \alpha)(\cos \omega_m t) \quad (14)$$

$$X_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_o} (\sin \beta_n)(\cos \omega_n t) + \sqrt{2} (\sin \alpha)(\cos \omega_m t) \quad (15)$$

페이딩으로 인한 위상왜곡은 랜덤하며, $0 \sim 2\pi$ 에서 균일분포를 갖는다고 가정한다. 이러한 제약 조건을 만족하기 위해서는 다음의 요구조건을 만족하여야 한다.

$$\langle X_I^2 \rangle = \langle X_Q^2 \rangle, \langle X_I X_Q \rangle = 0 \quad (16)$$

$\langle X_I^2 \rangle$ 와 $\langle X_Q^2 \rangle$ 의 정의는 다음과 같이 수학적으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle X_I^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_o} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha \\ &= N_o + \cos^2 \alpha + \sum_{n=1}^{N_o} \cos 2\beta_n \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \langle X_Q^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_o} \sin^2 \beta_n + \sin^2 \alpha \\ &= N_o + \sin^2 \alpha - \sum_{n=1}^{N_o} \cos 2\beta_n \end{aligned} \quad (18)$$

$$\langle X_I X_Q \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_o} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin \alpha \cos \alpha \quad (19)$$

그러므로 시뮬레이션 모델을 결정하기 위해서는 위 조건을 만족하는 α 와 β_n 의 값을 결정하여야 한다. 결정된 α 와 β_n 의 값과 $\langle X_I^2 \rangle$ 와 $\langle X_Q^2 \rangle$ 값은 다음의 두가지 방법으로 구할 수 있다.

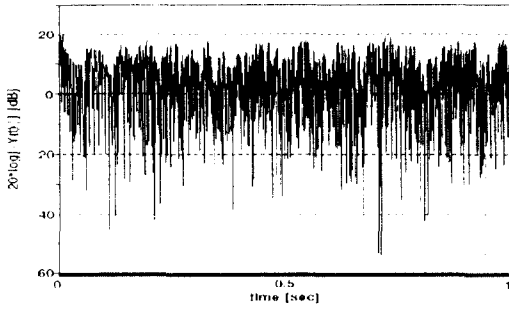
$$(1) \beta_n = \frac{\pi n}{N_o}, \alpha = \frac{\pi}{4} \text{ 인 경우}$$

$$\langle X_I^2 \rangle = \langle X_Q^2 \rangle = N_o + 0.5, \langle X_I X_Q \rangle = 0.5$$

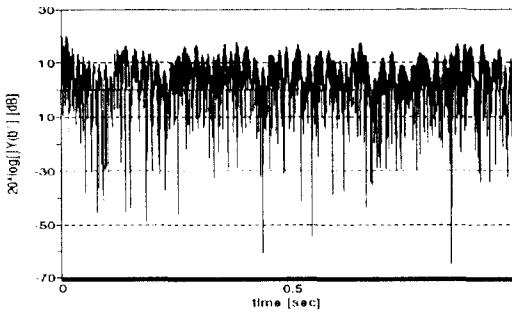
$$(2) \beta_n = \frac{\pi n}{N_o + 1}, \alpha = 0 \text{ 인 경우}$$

$$\langle X_I^2 \rangle = N_o, \langle X_Q^2 \rangle = N_o + 1, \langle X_I X_Q \rangle = \langle X_Q^2 \rangle = 0$$

이상과 같은 페이딩채널 모델을 반송파(test tone) 신호에 대해 적용한 경우의 결과는 그림 4와 같다.



(a) f=900 MHz, V=100 Km/sec



(b) f=900 MHz, V=50 Km/sec

그림 4. 페이딩 채널에 의한 진폭변화
Fig 4. Amplitude Variation Due to Fading Channel

페이딩채널을 통과한 신호를 수학적으로 정의하면 다음과 같다.

$$s(t) = f(t) \sin [2\pi ft + \theta(t) + \theta_f(t) + \Theta(t)] + n_c \cos [2\pi ft + \theta(t) - n_s \sin(2\pi ft + \theta(t))] \quad (20)$$

여기에서 A는 송신신호의 진폭,

$$\theta_f(t) = \tan^{-1} \left[\frac{X_Q(t)}{A + X_I(t)} \right]$$

$$f(t) = \sqrt{[A + X_I(t)]^2 + [X_Q(t)]^2}$$

위의 식에서 페이딩의 정도를 나타내는 페이딩지수 D_M 을 다음과 같이 정의한다.

$$D_M = \frac{A^2}{2\sigma_f^2} \cdot \sigma_f = \overline{X_I^2} = \overline{X_Q^2} \quad (21)$$

D_M 이 작을 수록 페이딩의 정도는 심하다. 실제로 시뮬레이션 결과 페이딩지수가 0.1 이하일 경우 사실상 레일리 채널이 되며 페이딩지수가 증가함에 따라서 점차 Rician 채널이 되었다가 10 이상이 될 경우 사실상 페이딩효과가 없어져 단순한 AWGN 채널이 됨을 확인할 수 있었다.

IV. 시뮬레이션 및 성능평가

그림 5에서는 본 논문에서 행한 시뮬레이션의 구조를 제시하였다. AF CR loop의 양자화에 의한 성능을 평가하기 위하여, STR(Symbol Timing Recovery)은 완벽하게 동작되는것으로 가정하였다. 또한, 변조 방식은 Differential QPSK을 적용하였으며, 심볼속도는 100kHz(200kbps)이다.

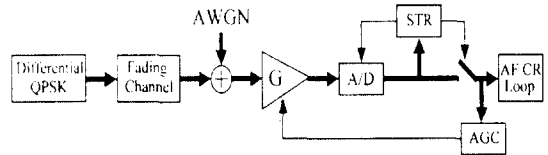


그림 5. 시뮬레이션을 위한 전체 시스템 블록도
Fig 5. Overall System Block Diagram for Simulation

페이딩 채널은 Jake의 모델을 사용하였으며, 도플러 주파수는 30 Hz로 하였으며, 평가지수 D_M 에 따른 채널의 환경은 표 1과 같이 볼 수 있다.

표 1. D_M 변화에 따른 채널환경

D_M 의 범위	채널 환경
$D_M > 10$	사실상 AWGN 환경
$0.01 < D_M < 10$	Rician 환경
$D_M < 0.01$	사실상 Rayleigh 환경

일반적으로, 페이딩 환경하에서 원활한 성능을 기대하기 위해서는, AGC(Automatic Gain Control)의 사용은 A/D 변환전에 반드시 사용되어야만 한다.

AGC Loop은 Detector, Loop 필터, GCA로 구성된다. 본 시뮬레이션에서는 AGC의 Detector는 CR 과 독립적으로 동작이 가능한 비동기(Non-coherent) Detector를 사용하였다. 또한 loop 필터는 1차 RC 필터로 모델링 하여 사용하였다. 이때, Loop 필터의 3dB 주파수는 1.5625 kHz이며, 이득은 67이다. GCA는 지수함수 특성을 가지며 Loop 필터 출력 V_C 에 대해 다음과 같이 모델된다.

$$G(V_C) = G_0 \cdot \exp(G_1 \cdot V_C) \quad (22)$$

시뮬레이션에서는 $G_0 = 5$, $G_1 = -0.2$ 을 사용하였다. 그림 6, 7에서는 각각 SNR = 200 dB, 20 dB 일때, 페이딩을 통과한 신호의 전력과 AGC를 통과한 신호의 전력을 나타내고 있다. AGC를 통과한 신호의 전력은 거의 1의 값에서 수렴함을 확인할 수 있었다. 그림 6, 7의 결과를 구하기 위하여, 페이딩 지수 $D_M = 1$ 로 하였다.

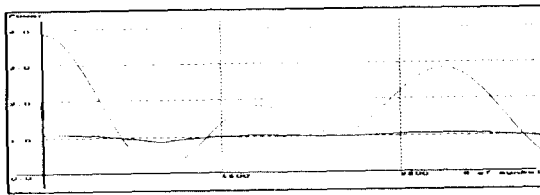


그림 6. 페이딩채널을 통과한 신호의 전력 대 AGC를 통과한 신호의 전력 (SNR = 200dB)
Fig 6. Signal Power Passing Through the Fading Channel vs. Signal Power Passing AGC (SNR = 200dB)

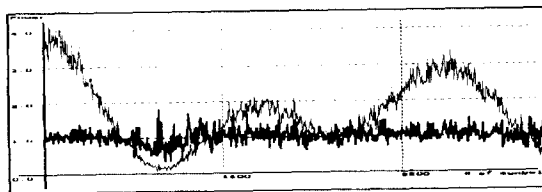


그림 7. 페이딩채널을 통과한 신호의 전력 대 AGC를 통과한 신호의 전력 (SNR = 20dB)
Fig 7. Signal Power Passing Through the Fading Channel vs. Signal Power Passing AGC (SNR = 20dB)

그림 8에서는 다양한 페이딩 환경 지수 D_M 에 따른 Jitter 특성을 제시하였고, 또한, AWGN 환경하에의 Jitter 특성을 제시하였다.

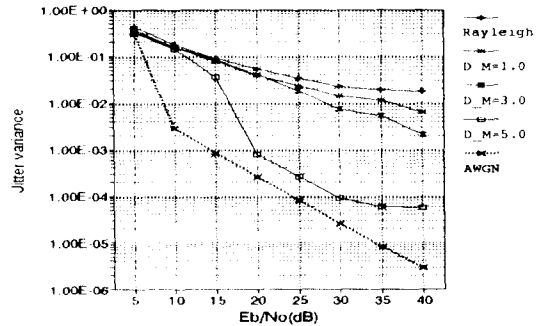


그림 8. 페이딩지수 D_M 에 따른 Jitter 특성
Fig 8. Jitter Characteristics Due to the Fading Index D_M

양자화에 의한 특성을 위하여, 본 논문에서 적용한 양자화 비트수는 다음과 같다. A/D변환의 경우 각 채널당 10, 8, 6, 4 비트, DVCO의 해상도와 AF CR loop의 PD는 10, 8, 6, 4 비트를 각각 적용하였으며 루프이득(Loop gain)은 8 비트로 고정하여 적용하였다. 양자화에 따른 jitter 성능은 그림 9와 같다. 그림 9의 결과를 구하기 위한 페이딩지수의 범위는 레일리 페이딩특성을 나타내는 범위인 $D_M < 0.01$ 으로 하였다.

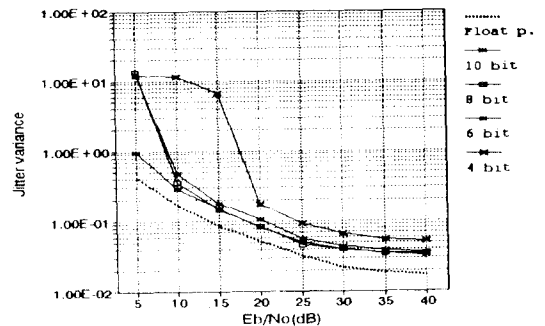


그림 9. 양자화에 따른 jitter 성능
Fig 9. Jitter Performance Due to the Quantization

그림 9를 분석해 보면 10 비트 양자화를 적용한 경우 E_b/N_0 가 5~20 dB인 범위에서는 floating point 보

다 약 2.3dB의 성능열화, E_b/N_o 가 20 dB이상인 영역에서는 floating point 보다 약 2.76dB 만큼 성능열화가 있음을 알 수 있다. 8 비트 양자화를 적용한 경우, E_b/N_o 가 10dB 이상인 영역에서 작동가능하며, 10 비트 양자화를 적용한 경우와 거의 같은 결과를 나타내고 있음을 알 수 있다. 6 비트 양자화를 적용하는 경우 10 dB 이상의 영역에서 작동이 가능하며 10 dB에서 floating point에 비해 약 5.4 dB 성능열화, 15 dB 이상인 영역에서는 floating point에 비해 약 3.1 dB의 성능열화가 나타남을 알 수 있다. 4 비트 양자화를 적용하는 경우, E_b/N_o 가 20dB 이상인 영역에서 작동가능하며, floating point 보다 약 4.7dB 성능열화가 나타난다.

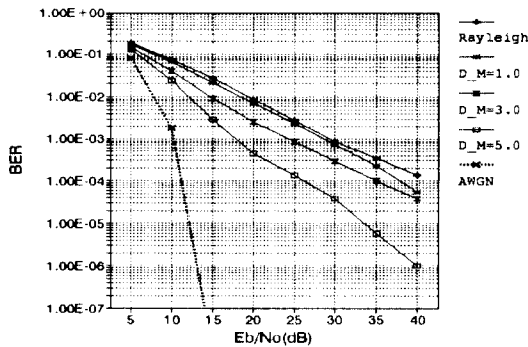


그림 10. 다양한 페이딩지수 D_M 에 따른 BER 곡선
Fig 10. BER Curve According to The Various Fading Index D_M

그림 10에서는 다양한 페이딩지수 D_M 에 따른 BER 곡선을 나타내고 있다. 페이딩지수 D_M 이 커지면 커질수록 성능이 좋아짐을 확인할 수 있다.

레이리 페이딩 특성을 나타내는 페이딩 지수 D_M (0.01의 환경에서 양자화비트수에 따른 BER 성능을 비교해 보면 그림 11과 같다.

그림 11의 결과로 부터, 10 비트 양자화의 경우 floating point 보다 약 0.5dB 성능이 저하됨을 알 수 있고, 8 비트 양자화의 경우 E_b/N_o 가 10dB 이상에서 작동가능하며, 10 비트 양자화의 경우와 거의 동일한 결과를 얻을 수 있다. 6 비트 양자화의 경우 E_b/N_o 가 10dB 이상에서 작동가능하며 floating point 보다 약 1 dB 성능열화, 4 비트 양자화의 경우 E_b/N_o 가 20dB

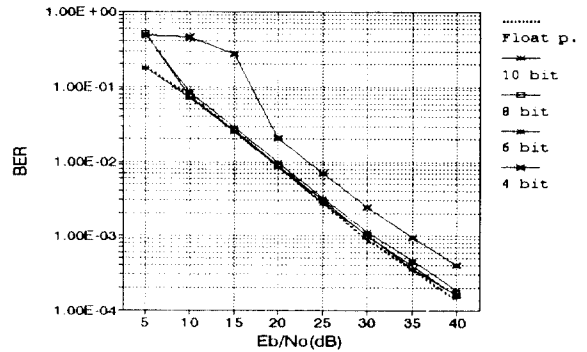


그림 11. 양자화에 따른 BER 성능
Fig 11. BER Performance Due to Quantization

이상에서 작동가능하며, floating point 보다 약 4dB의 성능열화가 나타남을 알 수 있다. 비 주파수 선택성 (non frequency selective) 페이딩의 환경에서 나타나는 전형적인 직선특성을 확인할 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는, AF CR loop의 Fading 채널환경하에서 양자화에 따른 특성을 제시하였다. 특히, 시뮬레이션에서 Fading 채널을 모델링하기 위하여 Jake 모델을 이용하였으며, 시뮬레이터를 구현하여 검증된 기친 후, 본 논문에서 사용하였다. 특히 수신단에서 Noncoherent AGC(Automatic Gain Control)을 모델링하여 성능평가에 사용하였다. 시뮬레이션 기법으로는 Monte-Carlo 시뮬레이션 기법을 사용하였으며, 성능평가 결과, 페이딩 채널 환경하에서의 BER 곡선은 비 주파수 선택성(non frequency selective)페이딩의 환경에서 나타나는 직선특성을 확인할 수 있었다. 또한, AF CR loop의 양자화에 의한 특성은 대략 6 bit 이상이면, 성능열화가 크지 않음을 확인할 수 있었다. AF CR loop은 AWGN의 환경에서 뿐만 아니라, 페이딩 환경하에서도 정상동작을 확인할 수 있었으며, 양호한 특성을 확인할 수 있었다.

따라서, AF CR loop을 실제 디지털 통신시스템에서 하드웨어로 구현하였을때, 우수한 성능이 기대된다.

차후의 연구 방향은, 다양한 페이딩 채널환경하에서 디지털 모델의 중요한 요소들인 AF CR loop과

STR 이 동시에 동작되는 연동특성을 연구 검토할 계획이다.

부 록 1

AWGN 환경하에서 AF CR loop 지터성능의 수학적 해석 및 검증 AF CR loop의 PD 출력 z_k 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z_k = e_k - \hat{e}_k$$

$$= \tan^{-1} \left[\frac{\sqrt{2P} \sin(\Theta_k + \phi) + n_s}{\sqrt{2P} \cos(\Theta_k + \phi) + n_c} \right]$$

$$- \tan^{-1} \left[\frac{F \{ \sqrt{2P} \sin(\Theta_k + \phi) + n_s \}}{F \{ \sqrt{2P} \cos(\Theta_k + \phi) + n_c \}} \right] \quad (A.1)$$

여기에서,

$\Theta_k = \frac{(2i-1)\pi}{M}$, $i=0, 1, \dots, M-1 \Rightarrow$ 위상정보, $F[\cdot]$ 는 멀티레벨 리미터 \tan^{-1} 함수의 출력 e_k 는 잘 알려진 바와 같이 다음의 확률밀도함수를 가진다[15][16].

$$p_e(e) = \frac{\sqrt{\alpha} \cos(e - \Theta - \phi)}{\sqrt{\alpha}} \exp(-\alpha \sin^2(e - \Theta - \phi))$$

$$\int_{-\infty}^{\sqrt{2x} \cos(e - \Theta - \phi)} \exp(-\omega^2/2) d\omega$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \exp(-x), \quad \text{for } -\pi < e_k < \pi \quad (A.2)$$

여기에서 α 는 입력 SNR P/σ_n^2 이다.

Decision된 각도 \hat{e}_k 는 위상오차 및 잡음이 비교적 작아 I, Q 채널의 decision이 틀리지 않았다고 가정할 경우 다음과 같다.

$$\hat{e}_k = \tan^{-1} \left[\frac{F \{ \sqrt{2P} \sin(\Theta_k + \phi) + n_s \}}{F \{ \sqrt{2P} \cos(\Theta_k + \phi) + n_c \}} \right] \quad (A.3)$$

위와 같이 decision된 각도 \hat{e}_k 가 위상정보를 반영할 경우 PD 출력 z_k 는 다음과 같다.

$$p_z(z) = \frac{\sqrt{\alpha} \cos(z - \phi)}{\sqrt{\pi}} \exp(-\alpha \sin^2(z - \phi))$$

$$\int_{-\infty}^{\sqrt{2x} \cos(z - \phi)} \exp(-\omega^2/2) d\omega + \frac{1}{2\pi} \exp(-x) \quad (A.4)$$

이러한 PD출력 z_k 중 잡음에 의한 성분인 n_k 는 다음과 같은 확률분포를 가진다.

$$p_\eta(\eta) = \frac{1}{2\pi} \exp(-x) + \sqrt{\frac{x}{4\pi}} \cos \eta \exp(-x \sin^2 \eta)$$

$$\cdot [1 + \operatorname{erf}(\sqrt{x}) \cos \eta] \quad (A.5)$$

따라서 AF loop의 등가적인 위상잡음의 전력 N_0' 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$N_0' = \int_{-\pi}^{\pi} \eta^2 \cdot p_\eta(\eta) d\eta / \left[\left. \frac{dz(\phi)}{d\phi} \right|_{\phi=0} \right]^2 \quad (A.6)$$

여기에서 $\left. \frac{dz(\phi)}{d\phi} \right|_{\phi=0}$ 는 정상상태에서 PD의 기울기로 QPSK의 경우 7dB 이상에서는 거의 1로 간주해도 무방하다. 따라서 AWGN 환경하에서 AF CR loop의 지터성능은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\sigma_e^2 = N_0' \cdot 2B_L T = \frac{2B_L T \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \eta^2 \cdot p_\eta(\eta) d\eta}{\left[\left. \frac{dz(\phi)}{d\phi} \right|_{\phi=0} \right]^2} \quad (A.7)$$

위의 식은 decision의 오차가 없다는 가정하에서 구한 것이므로 SNR이 낮아 decision 에러가 발생할 경우에는 잘 맞지 않는다.

아래 그림은 앞절에서의 모의실험에서와 마찬가지로 QPSK 신호에 대해 정규화된 대역폭 0.05인 AF CR loop의 지터성능을 보였다. 그림에 보인바와 같이 QPSK의 경우에는 10dB 이상에서는 수학적 해석

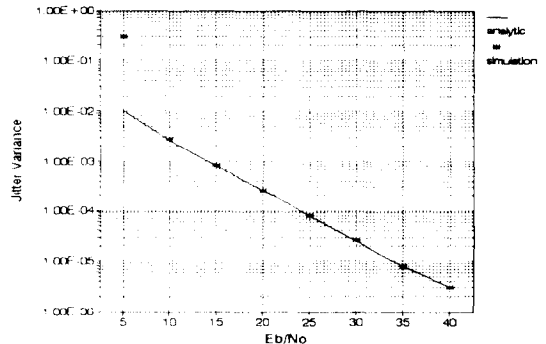


그림 A.1 AWGN 환경하에서 AF CR loop의 지터성능
Fig. A.1 Jitter performance of AF CR loop under the AWGN circumstance

과 모의실험 결과가 거의 완벽하게 일치함을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

1. W. C. Lindsey, Synchronization Systems in Communication and Control, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1972
2. W. C. Lindsey and M. K. Simon, Telecommunication Systems Engineering, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1973
3. W. C. Lindsey and M. K. Simon, "Digital Phase-Locked Loops for Suppressed Carrier Recovery," NTC Proceedings, Washinton DC, pp 3.1-24.3.6, Nov, 1979
4. M. K. Simon, "Tracking Performance of Costas Loops with Hard-Limited In-Phase channel," IEEE Trans. Comm. vol. COM-26, pp 420-432 Apr. 1978
5. H. C. Osborne, "A Generalized "Polarity-Type" Costas Loop for Tracking MPSK Signals" IEEE Trans. Comm. vol. COM-30, pp 2289-2296 Oct. 1982
6. W. C. Lindsey and M. K. Simon, "Carrier synchronization and detection of polyphase signals" IEEE Trans. Comm., vol. COM-20, pp. 441-454, June 1974
7. M. K. Simon and J. G. Smith, "Carrier Synchronization and Detection of QASK signal sets," IEEE Trans. Comm. vol. COM-22, pp. 98-106. Feb. 1974
8. K. Miyauchi, S. Seki, and H. Ishio, "New Technique for generating and detecting multilevel signal formats," IEEE Trans. Comm. vol. COM-27, pp. 263-267. Feb. 1976
9. A. Leclert and P Vandamme, "Universal Carrier Recovery Loop for QASK and PSK Signal Sets," IEEE Trans. Comm. vol. COM-31, pp. 130-137. Jan. 1983
10. W. Osborne and B. Kopp, "Synchronization In Mpsk Modems", IEEE ICC Proceedings, pp. 6.1-348.6.5 1992
11. A. H. Makarios and P. G. Farrel, "Noise and False Lock Performance of the PSK-Tanlock Loop", IEEE Trans. Comm. vol. COM-30, pp. 2277-2284. Oct. 1982
12. 최형진, "위성통신 링크의 모델링, 분석 및 시뮬레이션 기법의 연구 개발", 한국과 학기술원 인공 위성연구센터 최종연구보고서 1991. 8. 31
13. H. C. Osborne, "Stability analysis of an Nth power digital phase locked loop-PART I:First Order DPLL", IEEE Trans. Comm. vol. COM-28, pp. 1343-1354, Aug. 1980
14. H. C. Osborne. "Stability analysis of an Nth power digital phase locked loop-PART II:Second- and third-Order DPLL", IEEE Trans. Comm. vol. COM-28, pp. 1355-1364, Aug. 1980
15. J. C. Lee, C. K. Un, "Performance Analysis of Digital Tanlock Loop", IEEE Trans. Comm. vol. COM-30, pp. 2398-2411, Oct. 1982
16. 송재철, 최형진, "PSK 신호를 위한 새로운 Digital Carrier Recovery Loop 에 관한 연구", 1993. 11 大韓電子工學會 논문지-A편 11월호 pp. 833 -pp. 842.
17. Edurato Casas, "A Simple Digital Fading Simulator for Mobile Radio", IEEE Trans. Vehicular Technology vol. 39, No 3. pp. 205-212, Aug. 1990.
18. John E. Ohlson, "Exact Dynamics of Autimatic Gain Control", IEEE Trans. on Comm. January 1974.



송 재 철(Jai Chul Song) 정회원
 1961년 9월 9일생
 1985년 2월: 성균관대학교 전자공학과 졸업
 1989년 2월: 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업 (통신공학석사)
 1994년 2월: 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업 (통신공학박사)

1991년 9월~현재: 인덕전문대학 조교수
 ※주관심분야: 디지털 통신, 위성통신, 디지털동기, 개인휴대통신, 이동통신, 컴퓨터 통신 및 네트워크등임



이 경 하(Yi Kyung Ha) 준회원
1993년 2월: 성균관대학교 전자
공학과 졸업(학사)
1995년 2월: 성균관대학교 대학
원 전자공학과 졸업
(공학석사)
1995년 3월~현재: 성균관대학
교 대학원 전자공학
과 박사과정

※주관심분야: 이동통신, 위성통신 및 디지털통신이
론을 포함한 수신기 기술 등



김 선 형(Kim Sun Hyung)정회원
1956년 3월 9일생
1979년 2월: 성균관대학교 전자
공학과 졸업(학사)
1981년 2월: 성균관대학교 대학
원 전자공학과 졸업
(공학석사)
1988년 2월: 성균관대학교 대학
원 전자공학과 졸업
(공학박사)

1989년 3월~현재: 순천향대학교 공과대학 정보통신
공학과 부교수

※주관심분야: 디지털 통신, 개인휴대통신, BISDN



최 형 진(Hyung Jin Choi) 정회원
1952년 8월 30일생
1974년 2월: 서울대학교 전자공
학과 졸업(학사)
1976년 2월: 한국과학기술원 전
기전자공학과 졸업
(석사)
1979년 9월~1982년 12월: 미국
University of Southern
California 전기공학
과 박사(Ph.D)

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전자공학과 근무(부
교수)

※주관심분야: 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위
성통신 및 동기화 이론을 포함한 Modem
기술등임

감사의 글

본 연구는 인덕전문대학 학술연구비 일부지원에 의함