

위성 채널에서 확장된 OQPSK 위상동기 알고리즘 성능평가

정희원 김명섭*, 송윤정*, 정지원**

The Performance Evaluation of Extended Phase Recovery Algorithm for OQPSK in Satellite Channel

Myung-Sup Kim*, Yun-Jeong Song*, Ji-Won Jung** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 OQPSK 신호에 대한 최대 공상 변수(Maximum Likelihood parameter) 평가에 기반을 둔 확장된 DD-DE(Decision Directed-Decision Estimate) 위상 동기 알고리즘을 제안한다. 제안한 방식은 기존의 방식과 비교할 때, 위상 검출기 블록 전에 I(In-phase), Q(Quadrature-phase)채널 당 2 tap을 가지는 필터 블록을 추가함으로써, 위상 동기 루프에 입력되는 데이터 의존적인 잡음을 줄일 수 있다. 제안한 방식은 송수신단 기저대역 필터의 롤 오프 요소(roll-off factor), 위성 채널의 백오프(back-off) 그리고 루프 대역(loop bandwidth)을 결정하는 β 를 변화시키며 위상 오차와 오류 확률 관점에서 기존의 방식 및 QPSK와 비교하여 성능 평가를 행하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a new extended decision directed-decision estimated phase recovery algorithm based on maximum likelihood parameter estimation for OQPSK. In this scheme, comparing conventional one, the data dependent noise of phase recovery loop is reduced by inserting filter with 2 taps to in-phase and quadrature-phase channel respectively before phase detector. The proposed scheme is compared to conventional scheme and OQPSK in aspect to BER(Bit Error Rate) and phase error according to the roll-off factor of baseband filter, the output back-offs of nonlinear satellite channel, and loop bandwidth.

1. 서 론

디지털 위성 전송 시스템에서 코히어런트(coherent) 복조기가 낮은 오류율을 얻기 위해 필요하다. OQPSK는 위성 TWTA(Traveling Wave Tube Amplifier)의 비선형성과 위상 잡음에 민감하지 않기 때문에 위성을 이용한 디지털 전송방식 중 고려해야 할 하나의 기법이다. 특히 [1][2]에서 기존의 QPSK와 비교할 때, 허용되는 검출 손실(detection loss)은 요구 SNR(Signal Noise Ratio)을 만족하기

위해 위상 동기 루프에서 3 dB 정도의 마진을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이는 I, Q 채널간의 서로 결합되는 영향(cross-coupling effect)에 의해 기존의 QPSK보다 위상 오차에 덜 민감하기 때문이다. 최근, OQPSK에 대한 최대 공상 결정지향(maximum likelihood decision directed) 방식에 기반을 둔 위상 동기 알고리즘이 연구 되어왔다^{[3][4]}.

그러나 이러한 알고리즘은 복조기 구조가 기존의 QPSK 복조기와 비슷하기 때문에 데이터 의존적인 잡음을 제거하는 문제가 여전히 남아있다. 데이터 의존적인 잡음은 시스템 특성상 발생하는 잡음으로

* 한국전자통신연구원 초고속 위성통신 연구팀

** 한국해양대학교 공과대학 전파공학과

논문번호 : 98058-0211, 접수일자 : 1998년 2월 11일

위상 동기기의 성능을 감소시키는 요인이 된다. 따라서 본 논문에서는 데이터 의존적인 잡음을 감소시킬 수 있는 최대 공산 변수 추정에 기반을 둔 새로운 OQPSK 위상 동기 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서는 AM/AM, AM/PM 특성을 갖는 비선형 TWTA를 위성 채널로 모델링 하였으며, 제안한 방식은 송 수신단 기저 대역 필터의 롤오프 요소, 위성 채널의 백오프 그리고 부프 대역을 결정하는 β 를 변화시키며 위상 오차와 오류율 관점에서 기존의 방식 및 QPSK와 비교하여 성능 평가를 행하였다.

II. 시스템 모델

제안한 OQPSK 위상동기 알고리즘을 시뮬레이션 하기 위한 전체적인 시스템 모델은 그림 1과 같다.

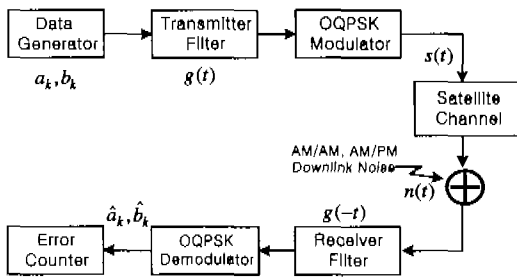


그림 1. 시스템 모델

송 수신단 필터는 롤오프 요소를 갖는 제곱근 레이즈드 코사인 필터(square root raised cosine filter)로 구성하였으며 채널은 비선형 TWTA를 갖는 위성 채널로 모델링 하였다. 위성 채널 모델 방법은 IV장에서 상세하게 설명하였다. 그리고 가우시안 잡음은 하향 링크에만 존재하는 것으로 간주하였다.

송수신 필터로 사용한 제곱근 레이즈드 코사인 필터의 주파수 영역에서의 전달함수는 (1) 식과 같다.

$$G(f) = \begin{cases} 1 & |f| < \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \cos^2 \frac{\pi T}{2\alpha} \left(|f| - \frac{(1-\alpha)}{2T} \right) & \frac{(1-\alpha)}{2T} < |f| < \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (1)$$

여기서 α 는 롤오프 요소(roll-off factor)를 나타내며, 시뮬레이션 시 α 값을 변화시키며 제안한 방식의 성능 평가를 수행하였다. 한편 시간 영역에서

의 필터의 임펄스 응답 $g(t)$ 는 (2) 식과 같다.

$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sqrt{G(f)} e^{j2\pi ft} df \quad (2)$$

OQPSK 송신신호 $S(t)$ 는 (3) 식과 같이 표현할 수 있다.

$$S(t) = \sum_k [a_k g(t-kT) + j b_k g(t-kT-T/2)] \quad (3)$$

여기서 a_k, b_k 는 $\{+1, -1\}$ 을 갖는 데이터 심볼을, T 는 심볼 구간을, $g(t)$ 는 필터의 임펄스 응답을 나타낸다.

III. 확장된 OQPSK 위상동기 알고리즘

제안한 확장된 OQPSK 위상 동기기의 블록도는 그림 2와 같다. 기존의 방식과의 차이점은 위상 검출기 이전에 평균 필터 블록이 추가된다는 것이며, 이 필터 블록은 데이터 의존적인 잡음을 줄이고 I, Q 채널간에 발생하는 위상 오차를 추적하는데 이득이 있다.

OQPSK의 수신된 신호는 (4) 식과 같이 표현된다.

$$r(t) = e^{j\theta} \sum_k [a_k g(t-kT-\tau) + j b_k g(t-kT-T/2-\tau)] + n(t) \quad (4)$$

여기서, θ 는 $[-\pi, \pi]$ 의 범위를 가지며 잡음이 첨가된 수신 신호의 위상을 나타낸다. $n(t)$ 는 $N_o/2$ 의 양측파대 전력 스펙트럼을 가지는 가우시안 잡음이다. 최대 공산 함수는 (5) 식과 같이 표현된다.

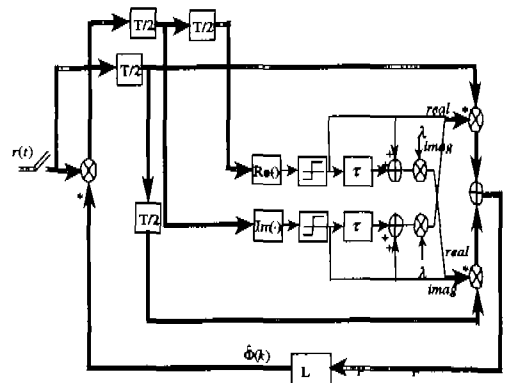


그림 2. 제안한 OQPSK 위상 동기기

$$A(\theta) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_o} \int_{\tau} |r(t) - w(t)|^2 dt \right\} \quad (5)$$

T_0 는 복조하기 위한 관측 구간이며, $w(t)$ 는 수신 단에서 완전하게 생성된 신호라 가정하면 $w(t)$ 는 (6) 식과 같다.

$$w(t) = \sum_k [a_k g(t - kT) + j b_k g(t - kT - T/2)] \quad (6)$$

(5) 식의 적분 부분을 확장하면 (7) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$|\tau(t) - w(t)|^2 = |\tau(t)|^2 + |w(t)|^2 - 2\text{Re}\{\tau(t) w^*(t)\} \quad (7)$$

*는 켈레 복소수들, $\text{Re}(\cdot)$ 는 신호의 실수 부분을 의미한다. OQPSK 신호에서 $E\{|\tau(t)|^2\} = E\{|w(t)|^2\}$ 상수이기 때문에 (7) 식의 세번째 부분만 최대 공산 함수에 기여한다. (5) 식을 로그 공산 함수(log-likelihood function)로 바꾸면 (8) 식과 같다.

$$L(\theta) = \text{const} \int_{T_0} \text{Re}\{\tau(t) w^*(t)\} dt \quad (8)$$

여기서 상수(const)는 양의 값이다. 대역이 제한된 신호에 대해 Parseval 이론을 근거로 하여 (8) 식의 T_0 를 충분히 크게 하면 (8) 식은 (9) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$L(\theta) = \text{const} \text{Re}\left[\sum_{m=1/2}^{mT/2} \tau\left(\frac{mT}{2}\right) w^*\left(\frac{mT}{2}\right) \right] \quad (9)$$

상수들 제거하기 위해 (9) 식을 θ 에 대해 미분하면, $m=2l-1 \sim m=2l$ 범위에서 위상 오차를 더하여 위상 추정치를 (10) 식과 같이 구할 수 있다.

$$\partial_l(\theta) = \sum_{s=-1}^0 \text{Im}\left\{ \tau\left(lT + \frac{1}{2}sT\right) w^*\left(lT + \frac{1}{2}sT\right) \right\} \quad (10)$$

$\text{Im}\{\cdot\}$ 는 신호의 허수 부분이다. (10) 식은 PLL(Phase-locked loop)의 루프 필터를 조절하기 위한 것이며, (9) 식의 실수 부분은 시간 l 시점에서 루프 필터 입력인 위상 오차를 나타낸다.

$$e_l(\theta) = \sum_{s=-1}^0 \tau\left(lT + \frac{1}{2}sT\right) w^*\left(lT + \frac{1}{2}sT\right) \quad (11)$$

(11) 식을 이용하여 위상 추정 공식은 (12) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\theta}_{l+1} = (1 - \beta) \hat{\theta}_l + \beta e_l(\theta) \quad (12)$$

β 는 [0, 1] 사이에 값을 갖는 양의 실수이며, 값을 대역은 β 에 의존적이다. β 가 작으면 작용수 필터의 대역폭은 좁아진다. (11) 식에서 $s=-1.0$ 일 때 $w(lT - T/2)$ 와 $w(lT)$ 는 (13-a), (13-b) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} w(lT - T/2) &= \sum_k [a_k g(lT - kT - T/2) + j b_k g(lT - kT - T)] \\ &= j b_{l-1} + [\dots + a_{l-2} g(3T/2) + a_{l-1} g(T/2) + a_l g(-T/2) + a_{l+1} g(-3T/2) + \dots] \\ &= \lambda(a_l + a_{l-1}) + j b_{l-1} \end{aligned} \quad (13-a)$$

$$\begin{aligned} w(lT) &= \sum_k [a_k g(lT - kT) + j b_k g(lT - kT - T/2)] \\ &= a_l + j[\dots + b_{l-2} g(3T/2) + b_{l-1} g(T/2) + b_l g(-T/2) + b_{l+1} g(-3T/2) + \dots] \\ &= a_l + j\lambda(b_l + b_{l-1}) \end{aligned}$$

$$\therefore \lambda = g(T/2) = g(-T/2)$$

$$\therefore \sum_k a_k g(lT - kT) = a_k \delta(l - k) = a_l$$

$$\therefore \sum_k a_k g(lT - kT) = a_k \delta(l - k) = a_l \quad (13-b)$$

위의 식에서 λ 는 레이즈드 코사인 필터의 계수와 밀접한 관계가 있음을 알 수 있다. $|g(\pm T/2)| \gg |g(\pm 3T/2)| \gg |g(\pm 5T/2)| \dots$ 이므로 (11) 식은 (13) 식을 이용하여 (14) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_l(\theta) \cong \tau(lT - T/2)[\lambda(a_l + a_{l-1}) + j b_{l-1}]^* + \tau(lT)[a_l + j\lambda(b_l + b_{l-1})]^* \quad (14)$$

(14) 식의 심볼 데이터를 복조된 수신 데이터로 대체하면 (15) 식과 같이 나타낼 수 있으며, 이는 본 논문에서 제안하고자 하는 새로운 위상 추정치 공식이다.

$$e_l(\theta) \cong \tau(lT - T/2)[\lambda(\hat{a}_l + \hat{a}_{l-1}) + j \hat{b}_{l-1}]^* + \tau(lT)[\hat{a}_l + j\lambda(\hat{b}_l + \hat{b}_{l-1})]^* \quad (15)$$

$\lambda=0$ 이면 기존의 알고리즘(DD-DE carrier phase recovery algorithm)을 의미한다^[4]. λ 개념이 도입된 제안한 알고리즘은 λ 가 각 채널에 존재하는 위상오차를 조절하여 위상 동기화를 추적하는데 도움을 주는 역할을 한다. 즉, 수신된 데이터의 허수부분(혹은 실수부분)이 in-phase (혹은 quadrature) 채널에 존재하는 위상 오차에 기인하도록 하며 이는 가중치(weight) λ 를 가진 정판정(hard decision)된 데이터(decided data)를 평균화하는 필터로써 나타난

다. 제안한 복호기의 구조인 그림 2에서 λ 값을 갖는 새로운 필터 블록이 존재하나, 기존의 방식은 이러한 필터 블록이 존재하지 않는다.

IV. 비선형 위성채널 모델링

선형 시스템의 경우 분석적인 방법만으로도 시스템의 성능을 평가할 수 있으나 비선형 시스템의 경우 수식이 너무 복잡하여 대부분의 경우 수치적인 방법을 동원한다. 따라서 비선형 소자를 포함하는 시스템의 분석은 시뮬레이션 방법을 이용하는 것이 필요하다. 주파수 영역에서 시뮬레이션을 하기 위해 푸리에 변환을 할 경우 비선형 시스템은 중첩의 원리가 성립하지 않으므로 비선형 소자를 포함한 시스템의 시뮬레이션은 시간 영역에서 이루어져야 한다.

TWT 증폭기는 위성통신에서 다음과 같이 두 가지 형태의 비선형적인 왜곡 특성을 갖는다. 즉, AM/AM 변환과 AM/PM 변환 특성을 갖는데 이들은 위성 통신 시스템 설계 시 중요한 변수로 작용한다. TWT 증폭기로부터 얻을 수 있는 전력을 최대화하기 위해서는 TWT의 특성을 정확히 분석하여 왜곡에 의한 성능 저하를 최소화하고 출력 신호 전력을 최대화할 필요가 있다. TWT 증폭기에 대한 동가 대역 붐과 비선형 모델에는 진폭-위상 모델(amplitude-phase model)과 quadrature 모델이 있다. 본 논문에서는 helix-type TWT 증폭기를 모델로 고려한다.

TWT 증폭기의 입력 신호를

$$S_i(t) = r(t) \cos[w_c(t) + \varphi(t)] \tag{16}$$

$r(t)$: Amplitude of modulated signal
 $\varphi(t)$: Phase of modulated signal

이라 하면 출력 신호 $S_o(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$S_o(t) = F[r(t)] \cos[w_c t + \varphi(t) + g[r(t)]] \tag{17}$$

이때 $f[r(t)]$ 는 $r(t)$ 의 기함수로 AM/AM 변환을 나타내며, $g[r(t)]$ 는 $r(t)$ 의 우함수로 AM/PM 변환을 나타낸다. $f[r(t)]$ 와 $g[r(t)]$ 는 두 개의 변수를 이용하여 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} F[r(t)] &= \alpha_a r(t) / (1 + \beta_a r(t)^2) \\ g[r(t)] &= \alpha_p r(t) / (1 + \beta_p r(t)^2) \end{aligned} \tag{18}$$

본문에서는 $\alpha_a = 2.1587$, $\beta_a = 1.1517$, $\alpha_p = 4.0033$, $\beta_p = 9.1033$ 값을 할당한다.

그림 3은 비선형 TWT의 AM/AM, AM/PM 특성을 나타낸다. 본 논문에서는 TWT 증폭기의 비선형성을 나타내기 위해 출력신호를 동위상(in-phase) 성분과 직교위상(quadrature-phase)성분의 합으로 표현할 수 있는 Saleh에 의해 제안된 quadrature 모델을 사용한다.

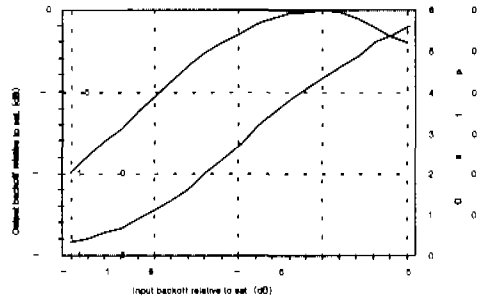


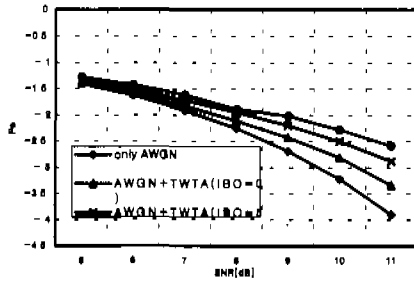
그림 3. 비선형 TWT의 AM/AM, AM/PM 특성

V. 시뮬레이션 결과

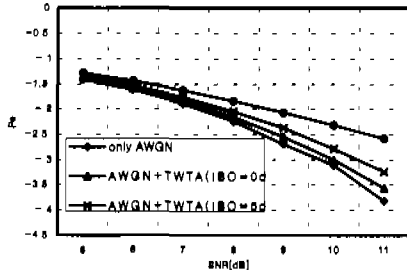
본 논문에서는 비선형 위성 채널을 모델로 하여 시뮬레이션을 행하였다. 비선형 위성 채널에서 입력 신호의 위상변화는 출력 스펙트럼의 측대파(sidelobe) 재생여부를 판단하는 중요한 변수이며, OQPSK가 QPSK보다 비선형 위성 채널에서 전력 효율적인 측면에서 우수함이 여러 문헌에서 제시된 바 있다⁶⁾.

그림 4는 식 (12)의 $\beta = 0.9$, $\alpha = 0.35$ 일 때 가우시안 채널과 비선형 위성 채널에서 QPSK와 제안한 OQPSK 위상 동기 알고리즘의 BER을 나타낸다. 가우시안 잡음일 때는 QPSK와 OQPSK의 성능은 비슷하며, 백오프가 커지면 수신되는 신호의 진폭이 작아지므로 성능이 저하됨을 알 수 있다. 그리고 비선형 채널 통과시 QPSK가 OQPSK에 비해 약간의 이득이 있음을 알 수 있다. 그 이유는 심볼 하나 당 한 개의 샘플을 이용하여 복조하는 QPSK와는 달리 OQPSK는 두 개의 샘플을 이용하여 복조하기 때문에 롤오프 요소 α 와 백오프로 인해 수신되는 진폭이 작으면 두개의 샘플간의 진폭차이가 존재하므로 성능이 저하된다. 그러나 QPSK는 한 샘플만 이용하여 복조 하므로 α 에 거의 영향을 받지 않으나 백오프에 영향을 받는다.

그림 5는 TWTA 백오프 = 0dB, $\beta = 0.9$ 로 동



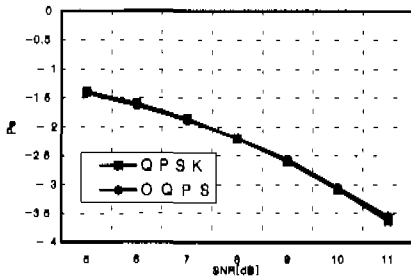
(a) QPSK



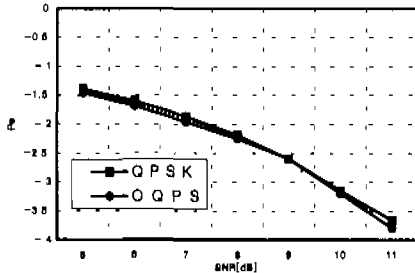
(b) OQPSK

그림 4. 비선형 위성채널에서 backoff에 따른 QPSK와 OQPSK 성능 ($\beta = 0.9, \alpha = 0.35$)

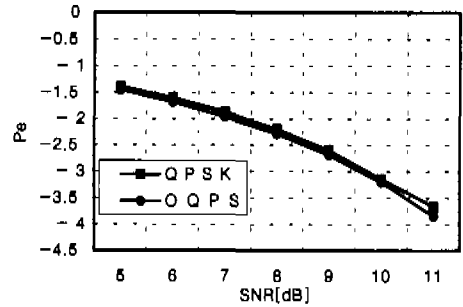
일하게 정하고 α 를 0.3, 0.5, 0.6, 0.7, 1 로 변화시키며 OQPSK와 QPSK의 성능을 비교하였다. α 는 대역폭과 밀접한 관계가 있으며 $\alpha = 0.6$ 이상일 때는 OQPSK가 이득이 있음을 알 수 있다.



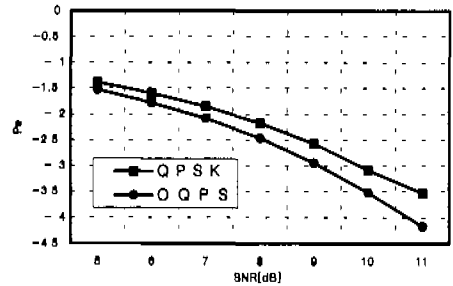
(a) $\alpha = 0.5$



(b) $\alpha = 0.6$



(c) $\alpha = 0.7$



(d) $\alpha = 1$

그림 5. α 값에 따른 QPSK/OQPSK 성능(TWTA backoff = 0, $\beta = 0.9$)

그림 6은 기존의 방식[4]와 제안한 방식을 $\beta = 0.9$ 인 경우 성능을 비교하였다. 제안한 방식이 약간의 이득이 있음을 알 수 있으며, β 가 작을수록 성능 차이는 커짐을 알 수 있다. 그림 7은 $\beta = 0.5, 0.7, 0.9$ 일 때 위상 오차 $|\alpha(\theta)|$ 를 나타낸다. β 가 크면 클수록 위상 오차는 작아짐을 알 수 있으며 기존의 방식보다 위상 추적 성능이 우수함을 알 수 있다.

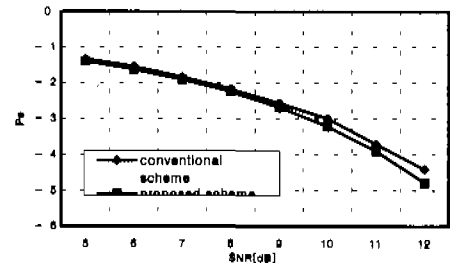


그림 6. $\beta = 0.9$ 일 때, 기존 및 제안 방식 성능 비교

V. 결론

본 논문에서는 OQPSK 신호에 대한 최대 공상 변수 평가에 기반을 둔 확장된 DD-DE 위상동기

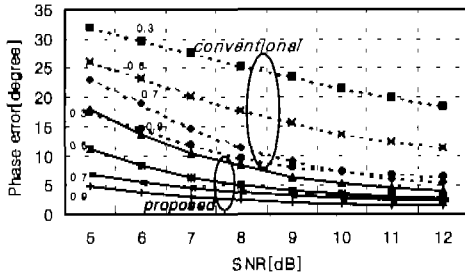


그림 7. β 에 따른 위상오차 비교

알고리즘을 제안하였다. 기존의 방식과 달리 λ 를 이용한 평균 필터(average filter) 블록을 추가함으로써 기존의 방식에 비해 약간의 성능 향상과 위상 오차가 현저히 감소됨을 알 수 있었다. 비선형 위성 채널 및 가우시안 잡음 채널에서 QPSK 와 성능을 비교한 결과 필터의 물오프 요소 α 가 0.6 이상 일 때 향상됨을 알 수 있었다. 제안한 방식은 VCO (Voltage Control Oscillator)가 필요치 않으며 위성 링크에서 고속 데이터 전송시 유리하다.

참 고 문 헌

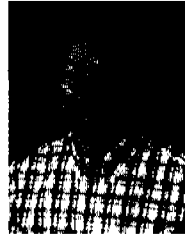
[1] D.H.Wolaver, *Phase-Locked Loop Circuit Design*, Prentice-Hall Inc. 1991.
 [2] F.M.Gardner, "Hangup in Phase-Locked Loops," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-25, Oct. 1977.
 [3] A.J.Viterbi and A.M.Viterbi, "Nonlinear Estimation of PSK Modulation Carrier Phase with Application to Burst Digital Communication," *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol. IT-32, July 1983.
 [4] F.Classen, H.Meyer and P.Schier, "Maximum Likelihood Open Loop Carrier Synchronizer for Digital Radio," *Proceedings of IEEE ICC'93*, May 1993.
 [5] M.P.Fitz and W.C.Lindsey, "Decision-Directed Burst-Mode Carrier Synchronization Techniques," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 40, Oct. 1992.
 [6] K.Feher, *Digital Communications : satellite/earth station engineering*, Prentice-Hall Inc. 1981.
 [7] M.P.Fitz, "Planar Filtered Techniques for Burst Mode Carrier Synchronization," *Proceedings of*

Globecom'91, 1991.

[8] S.M.Bozic, *Digital and Kalman Filtering : An introduction to discrete-time filtering and optimum linear estimation*, Edward Arnold, 1979.
 [9] U.Mengali and M.Morelli, "Data-Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 45, Jan. 1997.

김 명 섭(Myung-Suk Kim)

정회원



1986 : 한양대학교 전자공학과 학사
 1991 : 충남대학교 전자공학과 석사
 1999 : 한국과학기술원 정보 및 통신공학과 공학박사

1986. 1 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 초고속위성 통신연구팀 팀장

<주관심 분야> 위성 통신, 이동 통신, 통신 프로토콜

송 윤 짐(Yun-Jeong Song)

정회원



1987 : 경북대학교 전자공학과 학사
 1990 : 경북대학교 전자공학과 석사
 1997 ~ 현재 : 충남대학교 전자공학과 박사과정

1990 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 초고속위성통신연구팀 선임연구원

<주관심 분야> 무선 멀티미디어 전송 기술 및 디지털 신호 처리

정 지 원(Ji-Won Jung)

정회원



1989년 2월 : 성균관대학교 전자공학 학사
 1991년 2월 : 성균관대학교 전자공학 석사
 1995년 2월 : 성균관대학교 정보공학 박사

1991년 1월 ~ 1992년 2월 : LG 정보통신연구소 연구원

원

1995년 9월~1996년 8월 : 한국통신 위성통신연구실
선임연구원

1997년 3월~1998년12월 : 한국전자통신연구원 초빙
연구원

1996년 9월~현재 : 한국해양대학교 전파공학과 전임
강사, 조교수

<주관심 분야> 위성통신, 이동통신, 변.복조기술, 채널
코딩, FPGA 기술 등