

고속 위성통신을 위한 결정-지향 반송파 복원 설계 및 성능분석

정회원 김명섭*, 송윤정*, 이성팔*, 채종석*, 이황수**

Design and Analysis of Decision-directed Carrier Recovery for High-speed Satellite Communications

Myung-Sup Kim*, Yun-Jeong Song*, Sung-Pal Lee*, Jong-Suk Chae*,
Hwang-Soo Lee** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 기저대역 신호를 복소 영역에서 처리하여 기존에 사용되는 위상 제어 루프(Phase Locked Loop: PLL)를 이용한 방법 보다 빠른 획득 성능을 가지는 고속 위성통신에 적합한 결정-지향 반송파 위상 복원 방법을 제안하였다. 제안된 방법의 장점은 반송파 복원을 위해 일반적으로 사용되는 전압 제어 발진기(Voltage Controlled Oscillator: VCO)나 나누기 연산자를 사용하는 대신 저역 통과 필터(Filter)를 사용하여 구현상의 복잡도를 줄였다. 아울러 반송파 복원 루프(Loop)에서 발생하는 잡음을 억제하는 기능을 가지며, TDMA(Time Division Multiple Access) 전송 시스템의 버스트 모드 모뎀(Burst Mode Modem)에 사용 가능하도록 설계 하였다. 결정-지향(Decision-directed: DD) 반송파 복원 방법에 대한 성능은 해석적인 방법 및 모의 실험을 통해서 평가하였다.

ABSTRACT

A decision-directed carrier phase recovery scheme for high-speed satellite communications is proposed. Since the estimation is performed in a complex domain from the baseband signal, the scheme has fast acquisition performance, unlike the conventional PLL. This merit makes it applicable for the burst-mode modem in the TDMA (Time Division Multiple Access) transmission system. Also, this scheme can be implemented easily because low pass filters (LPFs) are utilized in filtering the estimates in order to suppress the noise within the carrier recovery loop. Moreover it does not require any divider or voltage-controlled oscillator (VCO). The performance is analyzed through analytical methods and simulation.

I. 서 론

디지털 무선통신 시스템의 복조기에서 반송파 복원은 심볼 데이터를 결정하기 위해 샘플 데이터에 포함되어 있는 반송파 주파수 오프셋(Frequency Offset)과 위상 오프셋(Phase Offset)을 보상해 주는 것을 의미한다. 수신된 신호에 포함된 반송파 성분은 RF 부를 거친 후 IF 부에서 국부 발진기에 의

해 제거된다. 그러나 반송파의 주파수 오프셋과 위상 오프셋이 존재하며, 일반적으로 이들 잔류 주파수 및 위상은 복조기 구현을 간단히 하기 위해 기저대역에서 검출과 보상이 이루어진다. 위성 통신에서는 IF 및 RF 주파수로 높은 주파수를 사용하기 때문에, 수신 신호는 전송 신호의 신호 대역 폭이 좁으면 좁을수록 주파수 편이에 대한 영향을 많이 받는다. 음성과 같은 협대역 신호를 위성링크를 통

* 한국전자통신연구원(yjsong@etri.re.kr)

** 한국과학기술원 전기 및 전자공학과

논문번호: 98277-0702, 접수일자: 1998년 7월 2일

해서 전송할 때, 수신된 신호는 신호 대역폭에 비해 수 배의 주파수 편이가 발생한다. 따라서 수신 신호를 기저 대역 신호로 올바르게 변환시켜주는 주파수 합성기가 필요하다. 이에 반해 45 Mbps 이상의 전송속도를 가지는 신호를 QPSK 변조 방식을 사용하여 전송하는 것과 같은 광대역 위성통신의 경우, 협대역 신호에 비해 상대적으로 정확한 주파수 발진기를 사용함으로써 주파수 편이는 전송 심볼 속도에 대해서 5000 PPM(Parts Per Million) 내에서 제어 가능하면 된다. 즉 광대역 통신에서는 협대역 통신에 비해 상대적으로 주파수 편이의 영향을 적게 받는다고 볼 수 있다. 본 논문에서는 고속 데이터 위성 통신을 위한 복조기 반송파 복원 방법에 관하여 기술하였다.

반송파 복원 성능을 향상 시키기 위해서 많은 방법들이 제시 되었다. Viterbi, Viterbi(V&V)는 MPSK 신호에 대한 반송파 위상을 검출하기 위한 M 승 알고리즘(Mth Powering Algorithm)을 제안하였다^[1]. 그리고 Fitz 는 V& V가 제안한 알고리즘의 모호성을 분석하고 그 해법을 제시하였다.[2]. 그러나 V&V 알고리즘은 M이 증가할 경우 신호에 대한 잡음이 과도하게 증가하는 단점을 가지고 있다. Classen은 결정-지향 방법을 이용한 반송파 주파수 및 위상 검출방법을 제안하고 그 성능을 분석하였다[3]. 이 방법은 비록 VCO를 사용하지 않았지만, 검출된 반송파 위상을 복소 값으로 나타내기 위해서 ROM(Read Only Memory)표를 사용하였다. Fitz 는 또한 TDMA방식에 적용 가능한 버스트 모드의 DD 반송파 동기 방법을 제안하였다[4]. Fitz 가 제안한 방식에서는 반송파 주파수를 검출하기 위해서 VCO 를 사용하는 대신에 나누기 연산자가 필요하다. 그러나 이 Fitz 의 방법은 넓은 범위에서 주파수 복원이 가능하나 고속 통신인 경우에 나누기 연산자를 이용하는 것은 적절한 방법이 아니라고 볼 수 있다. 이 밖에도 수많은 방법이 반송파 복원을 위하여 제시되고 있으며 이에 대한 상세한 알고리즘들은 참고 문헌^[5]에 나타나 있다.

본 논문에서는 버스트 모드로 동작하는 고속 통신용 결정-지향 반송파 복원 방법을 제안하였다. 제안된 방법의 구조는 2 개의 루프로 구성된다. 첫 번째 루프는 주파수 추적 루프(Frequency Tracking Loop: FTL)로 주파수 오프셋(Offset)을 보상하는 것이고, 두 번째 루프는 위상 추적 루프(Phase Tracking Loop: PTL)로 위상 오프셋을 보상하기

위한 것이다. 본 논문에서는 FTL 및 PTL 에 존재하는 잡음을 억제하며 주파수 및 위상을 검출하기 위해 LPF(Low Pass Filter) 를 이용하였다. 각 루프는 쉽게 구현하기 위하여 자동 회기 필터(Auto-regressive Filter, AR) 와 이동 평균 필터(Moving Average Filter, MA) 를 LPF로 사용하였다.

본 논문의 2 장에서는 결정-지향 방법에 기반을 둔 새로운 반송파 복원 방식을 유도하였다. 두 개의 검출자 곱은 다음 샘플의 주파수 및 위상 검출에 사용된다. 제 3 장에서는 AR 및 MA 필터 구조를 가진 LPF 의 실질적인 특성을 분석하였다. 아울러 주파수 및 위상 검출에 있어서 AR 및 MA 필터에 의한 부가적인 위상에 대해서도 분석하였다. 그리고 4 장에서 추적 및 획득에 대한 성능을 해석적인 방법과 모의 실험을 통해서 분석하였다.

II. 반송파 복원 알고리즘

MPSK 신호에 대한 수신 신호는

$$x_k = e^{j(\omega_0 k + \theta_0)} d_{k+n_k} \tag{1}$$

로 표현되며, 여기서 ω_0 는 각주파수 오프셋, θ_0 는 $[-\pi, \pi]$ 범위에서 반송파 위상을, $d_k \in \{e^{j2\pi l/M} \mid l=0, 1, \dots, M-1\}$ 는 데이터 심볼을, n_k 는 양측대 전력 스펙트럼 밀도(Double-sided Power Spectral Density)를 $N_0/2$ 로 가지는 백색 가우시안 잡음(White Gaussian Noise)을 나타낸다. 주파수와 위상 검출기는

$$\hat{e}_{\omega, k} = x_k \hat{d}_k^* \tag{2}$$

$$\hat{e}_{\theta, k} = y_k \hat{d}_k^* \tag{3}$$

로 주어지며, 여기서 y_k 는 주파수 검출기에 의해서 주파수 오프셋이 보상된 입력 샘플을 나타낸다. (2) 식은 주파수 오프셋을 검출하기 위한 새로운 검출기를 나타내며, 단지 한 심볼에 하나의 샘플만을 이용하여 주파수 오프셋을 검출하게 된다. 심볼 결정이 항상 올바르게 가정하면, 주파수 검출기는 (2) 식의 기대 값으로 표현되고 이를 나타내면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\Omega} &= E\{x_k \hat{a}_k^*\} \\ &= E\{d_{khd} \hat{a}_k^* e^{j(\omega_s k + \theta_s)} = n_k \hat{a}_k^*\} \quad (4) \\ &= e^{j(\omega_s k + \theta_s)} \end{aligned}$$

심볼 결정이 올바르다고 가정하였기 때문에 주파수 검출기는 시간 k 에 이용되지 않는다. 따라서 다음 샘플 x_{k+1} 에 포함된 주파수 오프셋을 검출하기 위해 필요한 위상 $\exp(j\omega_s)$ 는 확정되지 않은 상태로 남아 있다. 위상 오프셋을 보상하기 위하여 (3) 식에서 기대 치를 구한 후 위상 검출 값을 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_k &= E\{y_k \hat{a}_k^*\} \\ &= E\{x_k \hat{a}_k^* \hat{\Omega}_{k-1}^*\} \quad (5) \\ &= E\{d_{khd} \hat{a}_k^* e^{j(\omega_s k + \theta_s)} e^{-j(\omega_s(k-1) + \theta_s)} + n_k \hat{a}_k^*\} \\ &= e^{j\omega_s} \end{aligned}$$

위상 검출기는 위상 오프셋에 영향을 받는 것이 아니라 주파수 오프셋에 영향을 받는다. 위상 및 주파수 오프셋에 대한 전체 검출기 특성은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{R}_{k+1} &\equiv \hat{\Omega}_k \hat{\Phi}_k \\ &= e^{j(\omega_s + \theta_s)} \cdot e^{j\omega_s} \quad (6) \\ &= e^{j(\omega_s \cdot (k+1) + \theta_s)} \end{aligned}$$

(6) 식의 전체 검출기 특성은 주파수와 위상 오프셋을 포함하고 있기 때문에 다음 입력 샘플 x_{k+1} 에 포함된 위상 및 주파수 오프셋을 검출하게 된다. 그림 1은 이와 같은 기본적인 개념을 이용하여 위상 및 주파수 오프셋을 복원하는 구조를 나타내고 있다. 그림 1에서 앞쪽의 루프는 FTL로 작용하여 주파수 검출 및 복원을 위한 기능을 수행하고 다른 하나는 PTL로 주파수 오프셋에 의해 발생하는 위상을 검출 및 보상하는 기능을 가진다.

본 논문에서 제안한 구조에서는 전체 검출기를 유도하기 위해서 특수한 필터를 사용하지 않고 일반적인 LPF를 사용하였다. 이는 일반적인 저역 통과 필터를 사용하여 구현할 수 있다는 것이다. 그러나, 일반적인 저역 필터를 사용해서 제안된 구조를 해석하기가 어렵기 때문에, LPF는 단순한 구조로 선정하였다. 이에 대한 내용은 3장과 4장에서 자

세히 다루었다

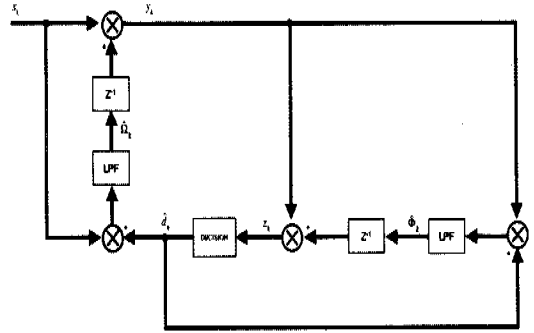


그림 1. DD 반송과 복원 구조

III. 반송과 복원 설계

그림 1은 위상 및 주파수 복원을 위한 일반적인 구조를 나타낸 것이다. 제 2장에서 랜덤 신호에 대해서 기대 값을 취해 주파수와 위상 성분을 구할 수 있었다. 그러나 시변환 신호의 경우 기대 값을 사용하는 LPF를 실제 구현 시 부가적인 위상 성분을 생성하게 된다. 본 장에서는 본 논문에서 제안한 AR 및 MA 필터를 가지는 구조에서 위상과 주파수 검출기 동작 특성을 상세히 기술하였다.

3.1 AR(1)-필터 모델

하나의 극점을 가지며 주파수 및 위상 성분을 검출 시 포함되는 잡음을 억제하는 기능을 가진 AR 필터(AR(1))는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\Omega}_{AR,k} = \beta \hat{\Omega}_{AR,k-1} + (1 - \beta) \hat{e}_{\omega,k} \quad (7)$$

$$\hat{\Phi}_{AR,k} = \gamma \hat{\Phi}_{AR,k-1} + (1 - \gamma) \hat{e}_{\theta,k} \quad (8)$$

여기서 β 와 γ 는 (0, 1)의 범위를 가지는 양의 값이다. β 와 γ 가 값이 커지면 검출기에서 현재 검출된 값의 영향은 작아지며, 잡음의 영향 또한 작아진다. 따라서 루프 내의 잡음은 β 와 γ 에 의해서 제어된다. 그러나 위상 및 주파수에 대한 결정성 성분은 β 와 γ 에 관계없이 일정하다. 검출기의 특성을 알아보기 위해서 잡음 성분을 무시하면 $\hat{\Omega}_{AR,k}$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\Omega}_{AR,k} &= \beta \hat{\Omega}_{AR,k-1} + (1-\beta) \hat{\epsilon}_{\omega,k} \\ &= \beta \hat{\Omega}_{AR,k-1} + (1-\beta) e^{j(k\omega_0 + \theta_0)} \\ &= e^{j(k\omega_0 + \theta_0)} (1-\beta) \left(1 + \beta e^{-j\omega_0} + \beta^2 e^{-j2\omega_0} \right. \\ &\quad \left. + \beta^3 e^{-j3\omega_0} + \dots + \beta^{k-1} e^{-j(k-1)\omega_0} \right) \\ &= e^{j(k\omega_0 + \theta_0)} \frac{(1-\beta)(1-\beta^k e^{-jk\omega_0})}{1-\beta e^{-j\omega_0}} \end{aligned} \tag{9}$$

k는 정상 상태에서 충분히 큰 값을 가지기 때문에 (9) 식은 다음과 같이 근사화 된다.

$$\hat{\Omega}_{AR,k} \cong e^{j(k\omega_0 + \theta_0)} \frac{(1-\beta)}{1-\beta e^{-j\omega_0}} \tag{10}$$

위 식을 (4) 식과 비교하면 $\hat{\Omega}_{AR,k}$ 는 주파수 성분 뿐만 아니라 위상 오프셋을 생성한다. 즉 AR(1)-필터는 신호에 포함된 주파수 오프셋을 여과하는 기능을 가진다. $\hat{\Phi}_{AR,k}$ 는 다음 식으로 나타난다.

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{AR,k} &= \gamma \hat{\Phi}_{AR,k-1} + (1-\gamma) \hat{\epsilon}_{\theta,k} \\ &= \gamma \hat{\Phi}_{AR,k-1} + (1-\gamma) \chi_k \hat{a}_k^* \hat{\Omega}_{k-1}^* \\ &= \frac{e^{j\omega_0} (1-\beta)}{1-\beta e^{j\omega_0}} \\ &\quad \left[1 - \beta(1-\gamma) \frac{\gamma^{k-1} - \beta^{k-1} e^{-j(k-1)\omega_0}}{\gamma - \beta e^{-j\omega_0}} \right] \end{aligned} \tag{11}$$

정상상태에서 (11) 식은 다음과 같이 근사화된다.

$$\hat{\Phi}_{AR,k} \cong e^{j\omega_0} \frac{(1-\beta)}{1-\beta e^{j\omega_0}} \tag{12}$$

$\hat{\Phi}_{AR,k}$ 는 위상 오프셋 θ_0 또는 PTL에 연관된 파라미터 γ 에 무관한 반면 주파수 오프셋 ω_0 과 파라미터 β 에 의해 영향을 받는다. (5) 식과 비교하면, $\hat{\Phi}_{AR,k}$ 는 주파수 검출기 출력에서 나타나는 부

가적인 위상 오프셋 성분과 원래 채널 상에서 발생하는 위상오프셋 성분을 생성한다.

따라서 전체 검출기 $\hat{R}_{AR,k+1}$ 는 다음 식과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} \hat{R}_{AR,k+1} &\equiv \hat{\Omega}_{AR,k} \hat{\Phi}_{AR,k} \\ &\equiv e^{j[(k+1)\omega_0 + \theta_0]} \frac{(1-\beta)^2}{|1-\beta e^{j\omega_0}|^2} \end{aligned} \tag{13}$$

그림 2 (a)는 위상 검출기에서 주파수 오프셋에 따른 잔여 위상 나타낸다. 주파수 오프셋 ω_0 와 파라미터 β 가 증가하면 결과적으로 위상 오프셋이 증가함을 알 수 있다. 반면 위상 검출기의 진폭은 그림 2 (b)에 나타난 것처럼 작아지게 된다. 본 논문에서 제안한 방법은 위상 및 주파수 복원이 입력 신호의 진폭과 무관하게 이루어진다. 그러나, 주파수 오프셋이 큰 경우에는 본 논문에서 제안한 주파수 검출기의 특성은 출력신호의 진폭을 감소시키기 때문에 신호 진폭이 영향을 받는 복조기에서는 자동 이득 조절(AGC) 장치가 요구된다.

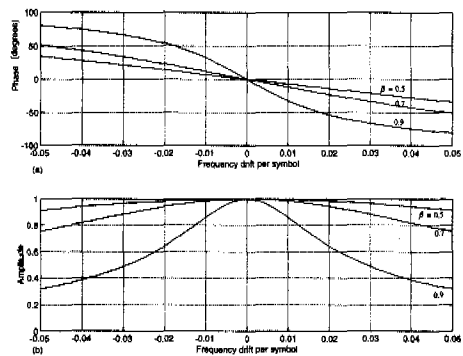


그림 2. AR(1) 필터 모델에서의 주파수 오프셋에 대한 위상 검출기의 위상 및 진폭 특성

3.2 MA-필터 모델

위상 및 주파수를 검출 시 포함되는 잡음을 억제하기 위한 MA 필터는 다음 식으로 표현된다.

$$\hat{\Omega}_{MA,k} = \frac{1}{M} \sum_{l=k-M+1}^k \hat{\epsilon}_{\omega,l} \tag{14}$$

$$\hat{\Phi}_{MA,k} = \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^k \hat{e}_{\theta,l} \quad (15)$$

여기서 M 과 N 은 레지스터의 수를 나타낸다. M 과 N 이 커지면 AR (1)-필터 모델과 같이 루프 내에서 검출기에 의한 영향과 잡음의 영향은 줄어들게 된다. $\hat{\Omega}_{AR,K}$ 는 잡음 성분을 무시하면 AR (1)-필터 모델과 유사하며, 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\Omega}_{MA,k} &= \frac{1}{M} \sum_{l=k-M+1}^k e^{j(\omega_n + \theta_n)} \\ &= e^{j(k\omega_n + \theta_n)} \frac{1 - e^{-jM\omega_n}}{M(1 - e^{-j\omega_n})} \end{aligned} \quad (16)$$

(16) 식은 (4) 식의 $\hat{\Omega}_{AR,K}$ 과 비교하면 주파수 성분 뿐만 아니라 위상 오프셋까지 발생 시킨다는 것을 알 수 있다. 즉, MA 필터에 의해 주파수 성분을 가진 신호가 필터링되는 효과를 나타낸다. 또한 $\hat{\Phi}_{MA,k}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{MA,k} &= \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^k x_l \hat{\Omega}_{l,l} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^k e^{j(\omega_n + \theta_n)} \cdot e^{j(l-1)\omega_n + \theta_n} \frac{1 - e^{-jM\omega_n}}{M(1 - e^{-j\omega_n})} \\ &= \frac{1 - e^{j\omega_n} (1 - e^{-jM\omega_n})}{M(1 - e^{-j\omega_n})} \end{aligned} \quad (17)$$

$\hat{\Phi}_{MA,k}$ 는 주파수 오프셋 θ_n 또는 PTL에 대한 파라미터 N 에 연관되지 않으며, AR(1)-필터 모델의 파라미터 M 과 주파수 오프셋 ω_n 에 영향을 받는다. 따라서 전체 검출기 $\hat{R}_{MA,k+1}$ 은

$$\begin{aligned} \hat{R}_{MA,k+1} &\equiv \hat{\Omega}_{MA,k} \hat{\Phi}_{MA,k} \\ &= e^{j(k\omega_n + \theta_n)} \frac{1 - e^{-jM\omega_n}}{M(1 - e^{-j\omega_n})} \frac{1 - e^{j\omega_n} (1 - e^{-jM\omega_n})}{M(1 - e^{-j\omega_n})} \\ &= e^{j((k+1)\omega_n + \theta_n)} \frac{1 - e^{-jM\omega_n}}{M^2 |1 - e^{-j\omega_n}|^2} \end{aligned}$$

로 표현된다. 주파수 오프셋 정도에 대한 MA 필터 모델에서 주파수 및 진폭 특성은 그림 3과 같다.

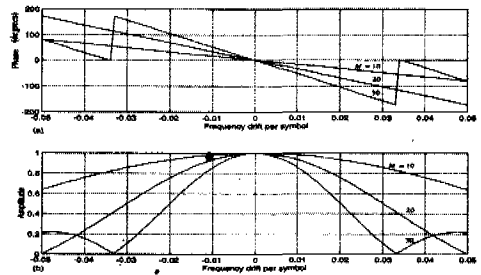


그림 3. MA 필터 모델에서의 주파수 오프셋에 대한 위상 검출기의 위상 및 진폭 특성

IV. 성능 분석

4.1 획득 성능

QPSK 신호를 대상으로 본 논문에서 제안한 방법으로 AR 필터 및 MA-필터 모델에 대한 획득 성능을 그림 4에 나타내었다. 정상 상태에서 획득 속도 특성과 위상 추적 특성을 조사하기 위해서 각각의 모델에 대해서 50 번의 성능 평가를 수행하였다. 그 결과 본 논문에서 제안된 방법을 이용한 경우 정상 상태에 매우 빨리 도달함을 알 수 있었다. 복소 영역에서 주파수 및 위상 오프셋을 검출하기 때문에 통상의 PLL 이 가지고 있는 역 널(Null)을 가지지 않는다. 또한 (11) 식에 따르면 $k=\infty$ 의 정상 상태에서 AR (1)-필터 모델의 위상 검출 파라미터 $\hat{\Phi}_k$ 는 초기 위상 $\theta_0 = 45^\circ$ 를 추적하지 않는다. 그 대신에 그림 4(a)에서 보인 것처럼 정상 상태에서 주파수 검출기 $\hat{\Omega}_\infty$ 에 의해서 생성되는 $\angle E\{\hat{\Phi}_\infty\} = 17.5^\circ$ 를 추적한다. MA-필터 모델에 대한 획득 곡선을 그림 4(b)에 나타내었다.

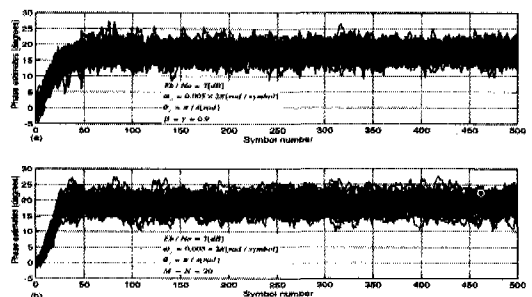


그림 4. QPSK 신호에 대한 획득 성능 (a) AR (1)-필터 모델, (b) MA-필터 모델

4.2 추적 성능

주파수 및 위상 검출기는 상관관계가 있으므로, 본 논문에서 제안된 동기화 장치의 상세한 성능 분석은 매우 힘들다. 그러나, 추적 상태에서 PTL 에 의해 위상 오프셋이 보상된다. 또한 본 논문에서 제안된 동기화 방법은 5000PPM 보다 작거나 같은 정도의 주파수 오프셋을 보상하기 위한 것이기 때문에 주파수 효과는 무시될 수 있다. 따라서 주파수 및 위상 오프셋 효과는 무시하고 추적 성능을 분석하였다.

$\omega_o = \theta_o = 0$ 인 정상 상태에서의 결정은 항상 올라간다고 가정하면, AR (1)-모델에서 $\hat{\Omega}_{AR,k}$ 과 $\hat{\Phi}_{AR,k}$ 검출기는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\Omega}_{AR,k} &= \beta \hat{\Omega}_{AR,k-1} + (1-\beta) \cdot x_k \hat{d}_k^* \\ &= \beta \hat{\Omega}_{AR,k-1} + (1-\beta)(1 + \eta_k) \\ &= 1 + (1-\beta) \sum_{l=0}^k \beta^l \eta_{k-l} \end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{AR,k} &= \gamma \hat{\Phi}_{AR,k-1} + (1-\gamma) \cdot x_k \hat{\Omega}_{AR,k-1}^* \hat{d}_k^* \\ &\equiv \gamma \hat{\Phi}_{AR,k-1} + (1-\gamma)(1 + \eta_k) \\ &= 1 + (1-\gamma) \sum_{l=0}^k \gamma^l \eta_{k-l} \end{aligned} \tag{19}$$

여기서 $\eta_k = n_k \hat{d}_k^* x_k$ 이다. $\hat{R}_{AR,k+1}$ 의 위상 분산 값은 다음 식으로 주어지며, 수식 유도는 부록에 기술하였다.

$$\begin{aligned} \text{var}\{\hat{\Phi}_{AR,k}\} &\equiv \frac{1}{2 SNR} \left[\frac{1-\beta}{1+\beta} + \frac{1-\gamma}{1+\gamma} + 2 \frac{(1-\beta)(1-\gamma)}{1-\beta\gamma} \right] \\ &+ \frac{1}{2 SNR^2} \left[\frac{(1-\beta)(1-\gamma)}{(1+\beta)(1+\gamma)} + \frac{(1-\beta)^2(1-\gamma)^2}{(1-\beta\gamma)^2} \right]. \end{aligned} \tag{21}$$

반면, MA-필터 모델에서 $\hat{\Omega}_{MA,k}$ 과 $\hat{\Phi}_{MA,k}$ 검출기는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\Omega}_{MA,k} &= \frac{1}{M} \sum_{l=k-M+1}^k \hat{e}_{\omega,l} \\ &= 1 + \frac{1}{M} \sum_{l=k-M+1}^k \eta_l \end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{MA,k} &= \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^k \hat{e}_{\theta,l} \\ &= 1 + \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^k \eta_l \end{aligned} \tag{23}$$

유사한 방법으로 $\hat{R}_{MA,k+1}$ 의 위상 분산을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{var}\{\hat{\theta}_{MA,k}\} &\equiv \frac{1}{2 SNR} \left[\frac{1}{M} + \frac{1}{N} + \frac{2}{MN} \min(M, N) \right] \\ &+ \frac{1}{2M^2 N^2 SNR^2} [MN + \min^2(M, N)]. \end{aligned} \tag{24}$$

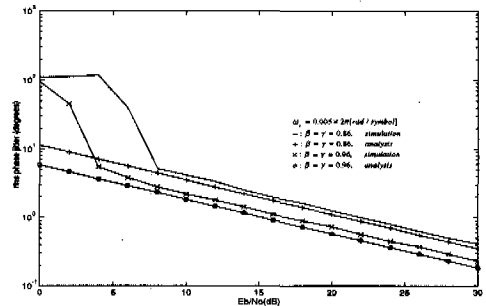


그림 5. QPSK 신호에 대한 AR (1)-필터 모델의 추적 성능

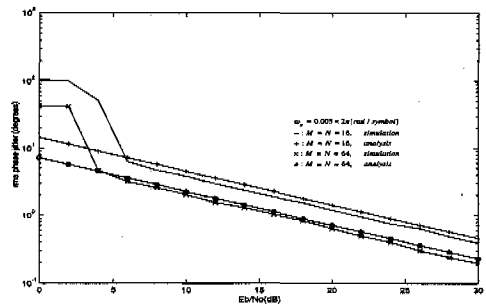


그림 6. QPSK 신호에 대한 MA-필터 모델의 추적 성능

QPSK 신호에 대해서 해석적인 방법과 모의 실험을 통해서 성능 분석한 결과를 그림 5와 그림 6에 나타내었다. 위상 분산 값을 얻기 위해서 10,000 샘플을 모의 실험 횟수로 정하였다. 이론적인 해석과 모의 실험 결과는 SNR 이 높은 경우에 근접함

을 나타내고 있다. 단 여기서 β 와 γ 는 1에 가깝고 M 과 N 값은 충분히 크다고 설정하였다. 따라서 본 논문에서 제안된 방법은 PLL 이론과 관계 없이 랜덤 프로세스 이론(Random Process Theory)을 이용하여 쉽게 해석할 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 위성 링크를 통한 고속 버스트 모드 통신에 적용 가능한 새로운 결정-지향 반송파 복원 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 복소 영역에서 위상과 주파수 검출을 위한 이론적인 근거로부터 유도 되었다. 위상과 주파수 검출 시 포함되는 잡음을 제거하기 위하여 LPF 를 사용하였으며, AR (1)-필터 모델과 MA-필터 모델을 이용하여 주파수와 위상 검출기에서 나타나는 주파수 오프셋 영향을 분석하였다.

본 논문에서 제안된 방법은 검출기 특성에서 기존의 PLL 방식과는 달리 역 널을 가지고 있지 않으므로, 빠른 획득 성능을 제공하게 된다. 이에 대한 추적 성능을 해석적인 방법과 모의 실험을 통해서 분석하였다. 그리고 랜덤 프로세스 이론을 바탕으로 위상 및 주파수 오프셋 검출기의 위상 분산을 구하였다. 해석적인 방법에 의한 결과와 모의 실험에서 얻은 결과는 SNR이 높은 경우에 상당히 근접함을 보였다. 따라서 본 논문에서 제안한 방법은 나뭇샘 연산자나 VCO 가 필요하지 않기 때문에 위성 링크를 이용한 고속 버스트 모드 통신용으로 사용되는 복조기의 크기를 작게 할 수 있어 구현이 간단하게 될 수 있다.

부 록

AR-필터모델의 전체 검출기 특성은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \hat{R}_{AR,k+1} &= \hat{\Omega}_{AR,k} \hat{\Phi}_{AR,k} \\ &= \left(1 + (1-\beta) \sum_{l=0}^k \beta^l \eta_{k-l} \right) \left(1 + (1-\gamma) \sum_{l=0}^k \gamma^l \eta_{k-l} \right) \\ &+ (1-\beta) \sum_{l=0}^k \beta^l \eta_{k-l} + (1-\gamma) \sum_{l=0}^k \gamma^l \eta_{k-l} \end{aligned}$$

$$+ (1-\beta)(1-\gamma) \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^l \gamma^m \eta_{k-l} \eta_{k-m} \tag{A-1}$$

는 실수 성분과 허수 성분으로 나누어 나타내면

$$\begin{aligned} \text{Re}\{\hat{R}_{AR,k+1}\} &= 1 + (1-\beta) \sum_{l=0}^k \beta^l \eta_{k-l,R} + (1-\gamma) \sum_{l=0}^k \gamma^l \eta_{k-l,R} \\ &+ (1-\beta)(1-\gamma) \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^l \gamma^m (\eta_{k-l,R} \eta_{k-m,R} - \eta_{k-l,I} \eta_{k-m,I}) \end{aligned} \tag{A-2}$$

$$\begin{aligned} \text{Im}\{\hat{R}_{AR,k+1}\} &= (1-\beta) \sum_{l=0}^k \beta^l \eta_{k-l,I} + (1-\gamma) \sum_{l=0}^k \gamma^l \eta_{k-l,I} \\ &+ (1-\beta)(1-\gamma) \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^l \gamma^m (\eta_{k-l,R} \eta_{k-m,I} + \eta_{k-l,I} \eta_{k-m,R}) \end{aligned} \tag{A-3}$$

이고, 여기서

$$\eta_{k,R} = \text{Re}\{\eta_k\} \quad \text{및} \quad \eta_{k,I} = \text{Im}\{\eta_k\}$$

이다. (A-2) 식에 기대값을 취하면, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[\text{Re}\{\hat{R}_{AR,k+1}\}] &= 1 + (1-\beta) \sum_{l=0}^k \beta^l E\{\eta_{k-l,R}\} \\ &+ (1-\beta)(1-\gamma) \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^l \gamma^m + (1-\gamma) \sum_{l=0}^k \gamma^l E\{\eta_{k-l,R}\} \\ &\beta^l \gamma^m (E\{\eta_{k-l,R} \eta_{k-m,R}\} - E\{\eta_{k-l,I} \eta_{k-m,I}\}) \end{aligned} \tag{A-4}$$

$\eta_k = n_k \hat{a}^*_{*k}$ 이기 때문에,

$$E\{\eta_{k,R}\} = 0 \tag{A-5}$$

$$E\{\eta_{k,I}\} = 0 \tag{A-6}$$

$$E\{\eta_{k,I} \eta_{l,R}\} = 0 \tag{A-7}$$

$$E\{\eta_{k,R} \eta_{l,I}\} = 0 \tag{A-8}$$

$$E\{\eta_{k,R} \eta_{l,R}\} = \frac{\sigma_n^2}{2} \delta(k-l) \tag{A-9}$$

$$E\{\eta_{k,l}\eta_{l,l}\} = \frac{\sigma_n^2}{2} \delta(k=l) \tag{A-10}$$

이고, 여기서 모든 k 에 대해 $\sigma_n^2 = E\{|\eta_k|^2\}$ 이다. 그리고 $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker 델타(Delta) 함수로 다음과 같이 정의된다.

$$\delta(s) = \begin{cases} 1, & s = 0 \\ 0, & s \neq 0. \end{cases}$$

따라서, (A-4) 다음식과 같이 표현된다.

$$E\left[\text{Re}\left\{\hat{R}_{AR,k+1}\right\}\right] = 1. \tag{A-11}$$

(A-3) 식을 제공하면 다음과 같은 여섯 개의 항으로 나타낼 수 있다.

$$P_{1,k} = (1-\beta)^2 \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^{l+m} \eta_{k-l,l} \eta_{k-m,l} \tag{A-12}$$

$$P_{2,k} = (1-\gamma)^2 \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \gamma^{l+m} \eta_{k-l,l} \eta_{k-m,l} \tag{A-13}$$

$$P_{3,k} = (1-\beta)^2 (1-\gamma)^2 \sum_{p=0}^k \sum_{q=0}^k \sum_{r=0}^k \sum_{s=0}^k \beta^{p+r} \gamma^{q+s} (\eta_{k-p,R} \eta_{k-q,I} + \eta_{k-p,I} \eta_{k-q,R}) (\eta_{k-r,R} \eta_{k-s,I} + \eta_{k-r,I} \eta_{k-s,R}) \tag{A-14}$$

$$P_{4,k} = 2(1-\beta)(1-\gamma) \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^l \gamma^m \eta_{k-l,I} \eta_{k-m,I} \tag{A-15}$$

$$P_{5,k} = 2(1-\beta)^2 (1-\gamma) \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \sum_{n=0}^k \beta^{l+n} \gamma^m \eta_{k-n,I} (\eta_{k-l,R} \eta_{k-m,I} + \eta_{k-l,I} \eta_{k-m,R}) \tag{A-16}$$

$$P_{6,k} = 2(1-\beta)(1-\gamma)^2 \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \sum_{n=0}^k$$

$$\beta^l \gamma^{m+n} \eta_{k-n,I} (\eta_{k-l,R} \eta_{k-m,I} + \eta_{k-l,I} \eta_{k-m,R}). \tag{A-17}$$

정상 상태인 $k \rightarrow \infty$ 에서 위의 여섯 항에 기대값을 취하면 다음식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} E\{P_{1,k}\} &= (1-\beta)^2 \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^{l+m} E\{\eta_{k-l,I} \eta_{k-m,I}\} \\ &= (1-\beta)^2 \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^{l+m} \frac{\sigma_n^2}{2} \delta(l=m) \\ &= \frac{\sigma_n^2}{2} \frac{1-\beta}{1+\beta} \end{aligned} \tag{A-18}$$

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} E\{P_{2,k}\} &= (1-\gamma)^2 \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \gamma^{l+m} E\{\eta_{k-l,I} \eta_{k-m,I}\} \\ &= \frac{\sigma_n^2}{2} \frac{1-\gamma}{1+\gamma} \end{aligned} \tag{A-19}$$

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} E\{P_{3,k}\} &= (1-\beta)^2 (1-\gamma)^2 \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{p=0}^k \sum_{q=0}^k \sum_{r=0}^k \sum_{s=0}^k \beta^{p+r} \gamma^{q+s} \\ &\quad \cdot E\{(\eta_{k-p,R} \eta_{k-q,I} + \eta_{k-p,I} \eta_{k-q,R})(\eta_{k-r,R} \eta_{k-s,I} + \eta_{k-r,I} \eta_{k-s,R})\} \\ &= (1-\beta)^2 (1-\gamma)^2 \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{p=0}^k \sum_{q=0}^k \sum_{r=0}^k \sum_{s=0}^k \beta^{p+r} \gamma^{q+s} \\ &\quad \cdot [E\{\eta_{k-p,R} \eta_{k-q,I} \eta_{k-r,R} \eta_{k-s,I}\} + E\{\eta_{k-p,R} \eta_{k-q,I} \eta_{k-r,I} \eta_{k-s,R}\}] \\ &\quad + E\{\eta_{k-p,I} \eta_{k-q,R} \eta_{k-r,R} \eta_{k-s,I}\} + E\{\eta_{k-p,I} \eta_{k-q,R} \eta_{k-r,I} \eta_{k-s,R}\}] \\ &= (1-\beta)^2 (1-\gamma)^2 \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{p=0}^k \sum_{q=0}^k \sum_{r=0}^k \sum_{s=0}^k \beta^{p+r} \gamma^{q+s} \\ &\quad \cdot \left[\frac{\sigma_n^4}{4} \delta(p=r) \delta(q=s) + \frac{\sigma_n^4}{4} \delta(p=s) \delta(q=r) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sigma_n^4}{4} \delta(p=s) \delta(q=r) + \frac{\sigma_n^4}{4} \delta(p=r) \delta(q=s) \right] \\ &= \frac{\sigma_n^4}{2} \left[\frac{(1-\beta)(1-\gamma)}{(1+\beta)(1+\gamma)} + \frac{(1-\beta)^2(1-\gamma)^2}{(1-\beta\gamma)^2} \right] \end{aligned} \tag{A-20}$$

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} E\{P_{4,k}\} &= 2(1-\beta)(1-\gamma) \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^l \gamma^m E\{\eta_{k-l,l} \eta_{k-m,l}\} \\ &= 2(1-\beta)(1-\gamma) \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \beta^l \gamma^m \frac{\sigma_n^2}{2} \delta(l=m) \\ &= \sigma_n^2 \frac{(1-\beta)(1-\gamma)}{(1-\beta\gamma)} \end{aligned} \tag{A-21}$$

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} E\{P_{5,k}\} &= 2(1-\beta)^2(1-\gamma) \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \sum_{n=0}^k \beta^{l+n} \gamma^m E\{\eta_{k-n,l} (\eta_{k-l,l} \eta_{k-m,l} + \eta_{k-l,l} \eta_{k-m,n})\} \\ &= 2(1-\beta)^2(1-\gamma) \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \sum_{n=0}^k \beta^{l+n} \gamma^m \\ &\quad \cdot [E\{\eta_{k-n,l} \eta_{k-m,l}\} E\{\eta_{k-l,l}\} + E\{\eta_{k-n,l} \eta_{k-l,l}\} E\{\eta_{k-m,n}\}] \\ &= 0 \end{aligned} \tag{A-22}$$

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} E\{P_{6,k}\} &= 2(1-\beta)(1-\gamma)^2 \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{l=0}^k \sum_{m=0}^k \sum_{n=0}^k \beta^l \gamma^{m+n} \\ &\quad \cdot [E\{\eta_{k-n,l} \eta_{k-m,l}\} E\{\eta_{k-l,l}\} + E\{\eta_{k-n,l} \eta_{k-l,l}\} E\{\eta_{k-m,n}\}] \\ &= 0 \end{aligned} \tag{A-23}$$

따라서, $\hat{R}_{AR,k+1}$ 의 위상 분산은 다음 식과 같다.

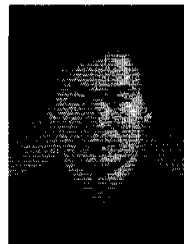
$$\begin{aligned} \text{var}\{\theta_{AR,\hat{R}}\} &= \text{var}\{\tan^{-1} \hat{R}_{AR,k+1}\} \\ &= \frac{\text{var}\{\text{Im}\{\hat{R}_{AR,k+1}\}\}}{E^2\{\text{Re}\{\hat{R}_{AR,k+1}\}\}} \\ &= \sum_{l=1}^6 \lim_{k \rightarrow \infty} E\{P_{l,k}\} \\ &= \frac{\sigma_n^2}{2} \left[\frac{1-\beta}{1+\beta} + \frac{1-\gamma}{1+\gamma} + \frac{2(1-\beta)(1-\gamma)}{(1-\beta\gamma)} \right] \\ &\quad + \frac{\sigma_n^4}{2} \left[\frac{(1-\beta)(1-\gamma)}{(1+\beta)(1+\gamma)} + \frac{(1-\beta)^2(1-\gamma)^2}{(1-\beta\gamma)^2} \right] \end{aligned} \tag{A-24}$$

참고 문헌

1. A.J. Viterbi and A.M. Viterbi, 'Nonlinear estimation of PSK modulation carrier phase with application to burst digital communication,' IEEE Trans. Info. Theory, vol.IT-32, July 1983.
2. M.P. Fitz, 'Equivocation in nonlinear digital carrier synchronizers,' IEEE Trans. On Comm., Vol.COM-39, NO.11, Nov. 1991.
3. F. Classen, H. Meyer and P. Sehier, 'An all feedforward synchronization unit for digital radio,' Proc. Of VTC'93, 1993.
4. M.P. Fitz, 'Decision-Directed Burst-Mode Carrier Synchronization Techniques,' IEEE Trans. On Comm., Vol.COM-40, NO.10, Nov. 1992.
5. Floyd M. Gardner, 'Demodulator Reference Recovery Techniques suited for Digital Implementation,' ESA Final Report, ESTEC Contract No.6847/86/NL/DG, Aug. 12, 1988.
6. papoulis, 'Probability, Random variables, and Stochastic Processes,' McGraw-Hill, pp. 410-412, 1991.

김 명 섭 (Myung-Sup Kim)

정회원



1959년 1월 5일생

1986년 2월 : 한양대학교 전자공학과(학사)

1991년 2월 : 충남대학교 전자공학과(석사)

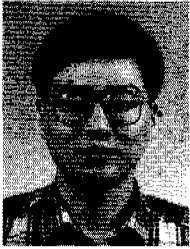
1999년 2월 : 한국과학기술원 정보및통신공학과(박사)

1986년 1월 현재 : 한국전자통신연구원 무선방송기술연구소, 선임연구원

<주관심 분야> 무선 모뎀, 통신 프로토콜

송 윤 점 (Yun-Jeong Song)

정회원



1964년 11월 24일 생
1987년 2월 : 경북대학교 전자
공학과(학사)
1990년 8월 : 경북대학교 전자
공학과(석사)
1994년 10월~1995년 9월 :
Columbia University
Visiting Scalar

1997년 3월~현재 : 충남대학교 전자공학과 박사과정
1990년~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송연구소,
선임연구원
<주관심 분야> 위성통신, 무선 모뎀, 영상신호처리
등.

이 성 팔 (Sung-Pal Lee)

정회원

1978년 2월 : 서울대학교 전기공학과(학사)
1986년 2월 : Polytecnic Institute of New York
전기공학과(석사)
1990년 2월 : Polytecnic Institute of New York
전기공학과(박사)
1992년~1995년 : 무궁화 위성 1/2호 현장 기술전
송 활동(Matra Marconi Space 및 Lockheed
Martin Astro 사)
1980년~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송연구소
(지상시스템 연구부장)
<주관심분야> 위성통신, 무선통신

채 종 석 (Jong-Suk Chae)

정회원

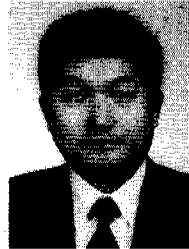


1955년 6월 23일 생
1977년 2월 : 한국항공대학교
전자공학과(학사)
1979년 2월 : 연세대학교 대학원
전자공학과(석사)
1989년 2월 : 연세대학교 대학원
전자공학과(박사)

1978년 12월~1983년 3월 : 국방과학연구소 (연구원)
1985년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송연
구소(전파기술연구부장)
<주관심 분야> 무선통신, 위성통신, 위성방송, 전파
전파

이 황 수 (Hwang-Soo Lee)

정회원



1952년 9월 19일 생
1975년 2월 : 서울대학교 전기
공학과(학사)
1978년 8월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과(석사)
1983년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과(박사)

1975년 1월~1975년 10월 : 현대조선중공업(사원)
1983년 3월~1992년 1월 : 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 부교수
1984년 4월~1985년 5월 : Stanford University
Information Systems Lab. Post Doc.
연구원
1992년 2월~1996년 2월 : 한국과학기술원 정보 및
통신공학과 교수
1996년 9월~1997년 8월 : Stanford University
Information Systems Lab. Visiting
Professor
1996년 2월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공
학과 교수
1997년 3월~현재 : SK Telecom 중앙연구원 원장
<주관심 분야> 이동통신