이동위성 통신 시스템에서 2단 칼만필터에 의한 도플러 보상기법에 관한 연구

A Study on the Doppler Compensation Technique of 2-Step Kalman Filter in Mobile Satellite Communication System

강희조* · 고봉진** · 조성언***

Heau-Jo Kang* · Bong-Jin Ko** · Sung-Eon Cho***

요 약

본 논문에서는 이동위성 통신시스템의 신호열화는 주로 페이딩 및 도플러 천이에 기인하므로 이로 인한 신호의 열화 해석 및 이의 보상 기법이 중요하다.

저궤도위성통신시스템에서 도플러효과에 의한 수신신호의 주파수 지연이 크고 시간적인 변동에 있어서 그의 복조가 대단히 곤란하다.

따라서 본 논문에서는 적용 칼만 필터를 이용한 2단의 자동 주파수 제어(AFC)를 제안한다. 2단의(coarse와 fine) 추정에 의해 주파수 추적범위를 심볼율을 초월한 경우까지 확장하는 것이 가능하다. 더욱이 이의 칼만 필터 AFC는 주파수 지연의 시간변화와 추정에도 유효하다. 그 결과 제안된 보상기는 수 KHz 이상의 도플러 천이를 보상할 수 있다.

Abstract

In this paper, the LEO system signal degradation is mainly due to fading and doppler shift, so that the analysis of the signal degradation and compensation techniques are very important. This paper propose a Kalman filter based two step Automatic Frequency Control(AFC) to combat large and time variant frequency offset in low earth orbit satellite communication systems. The proposed Kalman AFC method estimates a frequency offset in two steps, i. e., coarse and fine estimations, extending the frequency acquisition range to even for than the symbol rate. Furthermore, it can track well a time variation of frequency offset.

It is shown that the proposed compensator is able to compensate for doppler shift more than several kHz.

I. 서 론

현재 지상 이동통신서비스의 수요가 급증하는 이유는 인간의 통신 욕구를 통신 장소에 제한 받지 않게 하는 특징이 가장 큰 이유 중의 하나일 것으로 판단되며, 음성 전화서비스 뿐만 아니라 데이터 통신 서비스까지 제공하게 될 차세대 이동통신시스템인 IMT-2000의 목표로 즉 언제 어디서나 누구와도 다양한 서비스를 제공하기 위해서는 위성의 역할이 반드시 필요하며 이러한 IMT-2000 시스템의 위성

「본 논문은 1998년도 동신대학교 학술연구비에 의하여 연구되었음」

* 동신대학교 전기전자공학부(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)

** 창원대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Changwon National Univ.)

*** 순천대학교 정보통신공학과(Dept. of Information and Communication, Sunchon Nat'l University)

· 논 문 번 호 : 990430-042

· 수정완료일자 : 1999년 7월 27일

부분은 비 정지궤도에 위치하는 위성군에 의해 제공될 것으로 전망되며, 또한 차세대 중속 및 고속의 디지털 통신이 가능한 개인고정정보통신 서비스 역시 비 정지궤도 위성군에 의해 제공될 것이 확실하다. 그러나 비 정지궤도를 이용하는 위성망의 경우 위성의 공전주기와 지구의 자전주기가 서로 다르기 때문에 도플러 천이 현상을 피할 수가 없다. 현재 이를 보상하기 위하여 주로 PLL(Phase Locked Loop)[1]을 이용한 시스템 차원에서의 보상기술이 이용되어 왔으나, locking 대역폭이 실제 신호 대역폭의 10배 이상(위성 고도가 약 1000 km 이고 반송주파수가 2 GHz 일 경우) 요구되어 주파수 이용효율을 매우 낮게 하는 문제가 있다. 그러나 비 정지궤도를 이용하는 통신 위성망의 경우 현행 ITU의 전파규칙(RR: Radio Regulations)에 정지궤도상의 통신 위성망을 무조건 보호하도록 규정하고 있으며(RR No # 2613), 1997년 10월 비 정지궤도 위성망이 배타적으로 이용할 수 있는 주파수 대역은 극히 제한되어 있는 실정이다. 따라서 주파수 이용효율을 제고시키는 적절한 보상 기술의 개발이 매우 시급하다. 주파수 지연에 대한 대책으로는 강한 변·복조를 예를 들어, 시변 주파수 지연에 둔감한 이동위성 CDMA용 이중채널 PSK 복조가 [2]에서 제안되었고, 중심 주파수의 요동으로 유발되는 지연을 줄일 수 있는 아날로그 차동 FSK 검출기법가 [3], [4]에서 제안되었으며, 페이딩과 주파수 지연에 강한 이중 파일롯 QPSK 동기 복조법이 [5]에서 제안되었다. 그러나, 첫 번째 방법은 이중채널의 기본 특성에 의하여 3 dB 전력 손실을 야기하고, 두 번째 방법은 시변 주파수 지연에 민감하고, 마지막 방법은 대역폭 사용 면에서 효율성이 떨어진다. 또 다른 대책으로는 주파수 지연 추정 방법을 예를 들어, FFT 분석에 기초한 간단하면서 대략적인 주파수 지연추정기법이 [6]에서 제안되었다. 그러나, 이것은 더욱 정확한 주파수 추정을 필요로 한다. [7]와 [8]에서는 고정된 시간 주기 동안에 평균 위상 편이 율을 결정함으로써 M-ary PSK의 반송파 주파수를 추정하는 방법을 제안하였다. 그러나, 이들은 심볼 당 오직 하나의 표본만을 사용하므로 이러한 방법들은 심볼율과 비교해서 주파수지연이 클 때, 동작에 불량을 일으킨다. 코스타스 루프에서 쌍방의 곱 AFC(Automatic Frequency Control)의 추적 성능이 [9]에서 나타낸다. 시변 주파수지연을 극복할 수 있는 M-ary PSK용 도플러 정정 차동 검출기법이 [10]에 제안되었다. 주파수 지연 추정과 보상을 위한 또 다른 접근법은 위성과 사용자의 순시 위치를 예측함으로써 찾을 수 있다. 실제 시스템에서, 위성의 위치는 그것의 회전 경로로부터 쉽게 예측할 수 있으므로, 주파수 지연이 추정되고, 각 스폿 빔의 중심에서 제로가 되도록 보상된다. 비록 스폿 빔 중심에서 완벽하게 보상한다고 가정할지라도 스폿 빔 중심 이외의 위치에 있는 사용자의 주파수 지연은 상대적으로 여전히 크게 남아 있다. 예를 들어, 위의 방법을 사용함에도 불구하고, 10개의 위성과 위성 당 121개의 빔을 사용한 Inmarsat-P, ICO는 약 1~2 kHz의 최대 잔여 주파수 지연을 갖고 있다.

비록 사용자 위치가 새로운 기술 GPS(터미널 위치를 결정하기 위해서 3점의 좌표로 대역확산된 신호를 방사한다)에 의해서 대략적으로 추정할 수 있을지라도, 위치 추정에 있어서의 부정확성은 필연적으로 잔존 주파수 지연을 유발한다. 게다가, 단말기에 GPS 기능을 갖추는 것은 고비용과 단말기의 크기가 증가의 문제를 발생한다. 그러므로, 시간이 변함에 따라 큰 주파수 지연을 효과적으로 극복할 수 있는 간단한 신호 검출법을 개발하는 것이 중요하다. 따라서 본 논문에서는 시간 변화에서 큰 주파수 지연을 추정하기 위해서 칼만 필터 알고리즘을 사용한 새로운 2단계 AFC에 대해 설명한다. 칼만 필터 알고리즘을 사용한 새로운 2단계 AFC을 이용하여 저궤도 이동 위성 통신 시스템의 성능을 분석하여 검토하고자 한다.

Ⅱ. 저궤도 위성 통신 시스템

2-1 저궤도 위성 시스템

비록 전세계 통신망을 구축하는데 많은 노력이 들었을지라도, 전세계 망의 복잡성과 서비스 비용은 기지국 수에 지수 함수적으로 증가한다. 1992년 이래로, 저궤도 위성과 정지궤도 위성을 이용하여 휴대용 단말기를 가진 사용자에게 개인통신서비스 준비를 위하여, 새 주파수 대역이 1~3 GHz로 이동위

성서비스에 할당되었다. 저궤도 위성은 전세계 모든 곳에서 사용자에게 폭 넓은 통신 서비스를 제공한다. 정지궤도 위성과 비교하면, 저궤도 위성은 가볍고 저 전력을 사용하는 단말기와 훨씬 짧은 전달지연과 LOS(가시거리) 전송을 제공한다. 현존하는 지상 셀룰러와 네트워크에 기반을 둔 저궤도 위성 사이의 통합은 전세계 네트워크를 구축하기 위한 최종 목표가 될 것이다. 즉, 개인 전화기는 셀룰러 전송과 위성 전송 사이에서 상호 교환 가능한 이중모드 단말기가 될 것이다. 음성 서비스가 PCS 채널의 대다수를 차지하기 때문에 음성 활동 성분이 주파수 효율성 향상에 중대한 결과를 초래한다. 몇 가지 문제점들이 시스템 구축을 위해 해결되어져야 하는데, 그 중의 하나가 30~60 kHz 범위의 도플러 지연이다.

2-2 주파수 지연

성공적으로 저궤도 위성 시스템을 구현하는데 요구되는 중요한 요소 하나가 도플러 지연에 강한 복조기를 개발하는 것이다. BER 성능은 지연이 크고 시변하는 반송파 주파수 지연에 둔감해야 한다. 도플러 지연 $\triangle f$는

$$\triangle f = f_c \cdot \frac{V}{c} \tag{1}$$

여기서, f_c : 반송파 주파수, V : 단말기에 대한 위성 속도이다.

위성이 바로 단말기 위에 위치할 때, $\triangle f = 0$이다. 도플러 지연뿐만 아니라, 송/수신기 내부의 국부발진기도 주파수 지연을 유발한다. 예를 들어, 10^{-6}의 정확성을 가지는 국부 발진기는 2.4 GHz의 반송파 주파수에 대해서 2.4 kHz의 주파수 지연을 초래한다[11].

그림 1은 고도 h=1,000 km의 위성에 대한 도플러 지연을 보여준다[1]. 도플러 지연 $\triangle f$는 궤도와 회전 고도당 이동 위성의 수에 따라서 2.4 GHz의 반송파 주파수에서 −60 kHz~60 kHz 범위라는 것을 추론할 수 있다. 9.6 kb/s의 데이터 심볼을 고려할 때, 올바른 복조를 위해 심볼율 보다 대략 6배 넓은 필터 대역폭이 요구된다.

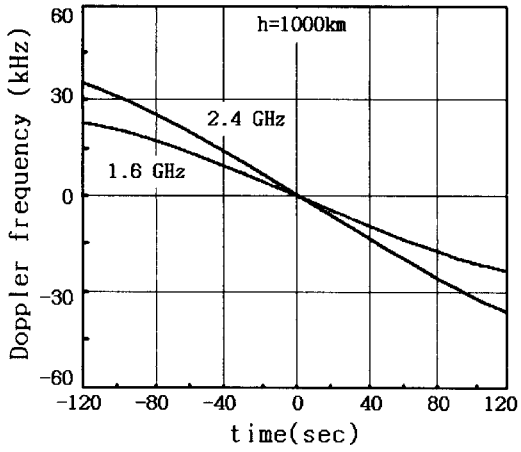


그림 1 시간 함수로 본 도플러 주파수 지연

Fig. 1. Doppler frequency offset as a function of time.

2-3 라이시안 페이딩 통신로

위성과 항공기간, 위성과 지상 이동체 간의 통신은 Rician 페이딩 통신로를 모델링하여 많은 연구가 행해지고 있는데, 이와 같은 Rician 페이딩 채널을 통해 수신된 신호는 가시거리 성분인 직접파 성분과 전송로에 인접한 물체로부터 반사되어 시간 지연을 갖고 도달하는 반사파 성분으로 구성된다. 직접파 성분은 자유공간을 전파하는 성분이고 반사파 성분은 직접파와 같은 형태를 지니지만 진폭은 레일리 분포를 하고 위상은 랜덤하게 변화한다. 이때 수신 신호 진폭의 실효치로 정규화 시킨 진폭의 변동을 $\gamma\left(=\frac{R}{\sqrt{R^2}}\right)$라고 할 때 γ의 확률 밀도 함수는 다음과 같다[12].

$$p(\gamma) = \begin{cases} 2\gamma(k+1)\exp[-k-\gamma^2(k+1)] \\ \qquad I_0[2\gamma\sqrt{k(k+1)}] \quad ;\gamma \geq 0 \\ 0 \qquad\qquad\qquad\qquad\quad ;\text{그외} \end{cases} \tag{2}$$

여기서 $I_0(\cdot)$는 0차의 변형 베셀함수이고 k는 직접파 대 반사파 비이다.

2-4 차동 위상 천이(Differential Phase Shift)

전파경로의 빗방울 경사각이 일정하다고 가정할

때, 두 직교 선형 편파에 대한 강우율과 위상 회전 사이의 관계가 1.6과 2.4 GHz의 반송파 주파수에 대하여 계산되었다. 위상 회전 사이의 차이는 위상 지연을 만들고, 그것이 강우율이 증가함에 따라 커지게 된다. 이것은 떨어지는 빗방울이 공기저항의 효과로 편원 형태를 취하기 때문이다[13],[14].

비가 유효경로길이 L(km)을 통해 일정하게 떨어진다고 가정할 때, 두 선형편파에 대한 각도로, 차동 위상 천이 Φ를 얻는다.

$$\Phi = \Phi_{km} \cdot \sin^2(\theta_c) \tag{3}$$

여기서, Φ_{km}: 1 km의 전파 경로에 대한 서로 다른 위상 천이 상수, θ_c: 전파방향과 빗방울의 대칭축 사이에 빗방울이 떨어지는 경사각[14],[15].

그림 2는 궤도 당 8개의 위성, L=4 km, 위성 고도 h=1,500 km에서 차동 위상 쉬프트를 강우 함수로써 보여준다. 그림 3에서와 같이, 최대 차동 위상 쉬프트는 100 mm/hr의 폭우에서 대략 20°인 반면에 25 mm/hr 보다 낮은 강우에서 3° 미만이다. 그러므로 두 선형편파의 차동 위상 쉬프트는 비교적 작으므로 주파수 효율은 25 mm/hr 미만의 강우에 대해서 위상 회전에 의하여 거의 영향을 받지 않는다고 결론을 내릴 수 있다.

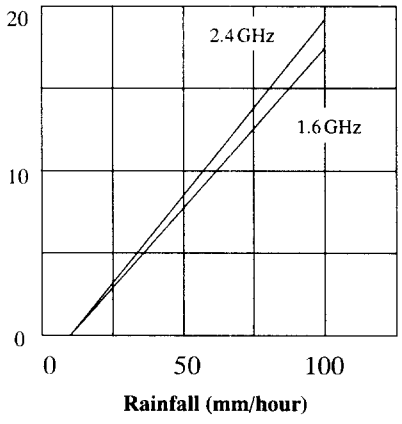


그림 2 강우 함수로 표현한 차동 위상 쉬프트

Fig. 2. Differential phase shift as a function of rainfall.

Ⅲ. Differentially Encoded QPSK 차동 검파을 위한 기본 2단 칼만 AFC

3-1 주파수 지연 추정의 원리

단위 진폭 위상 변조된 신호는 LEO 위성통신 채널을 통해 전송되고, 알 수 없는 주파수 지연 f_{off} Hz이 있다고 가정하자. 그리고 또한 수신 신호는 백색 잡음에 의해 영향을 받는다고 가정한다. 주파수지연 f_{off} Hz은 신호 버스트에 대해 거의 일정하다고 가정한다. 순시 시간 t sec에서 수신신호의 등가 저역통과 후 표현 $z(t)$는 복소수 형태로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z(t) = \exp(j(2\pi f_{off} t + \varphi_m(t) + \varphi_c)) + n(t) \tag{4}$$

여기서 $\varphi_m(t)$, φ_c and $n(t)$는 각각 변조 처리에 의해 야기된 위상변화, 초기 위상변화, 복소 가우스 잡음이다. $z(t)$가 변조되지 않았다면 $(\varphi_m(t) = 0)$ or $\varphi_m(t)$라는 것을 알 수 있다. 항목 $\varphi_m(t)$은 $Z(t)$로부터 제거되어진다. 식 (4)는 다음과 같이 된다.

$$z(t) = \exp(j(2\pi f_{off} t + \varphi_c)) + n(t) \tag{5}$$

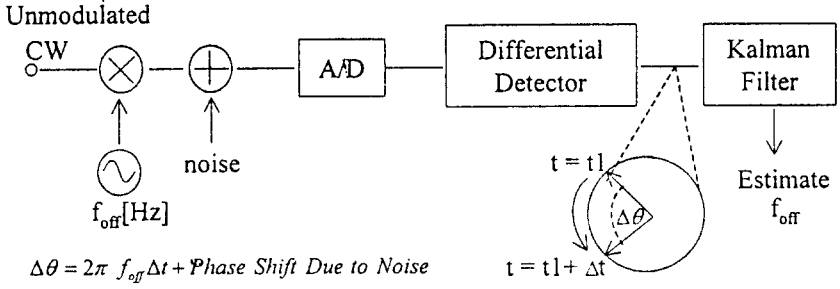


그림 3. 주파수지연 추정의 원리

Fig. 3. Principle of frequency offset estimation.

식 (5)는 변조되지 않은 연속파가 전송되었을 때, 또는 $\varphi_m(t)$는 검파 궤환 방법에서 수신된 신호로부터 제거되었을 때 나타낼 수 있는 식이라는 것을 알아야 한다.

주파수 지연 f_{off}를 추정하기 위해 시간지연 $\triangle t$로 차분 검파를 통해 $Z(t)$로 감으로써 항목 $\varphi_m(t)$를 제거한다. 그리고 주파수 지연으로 생기는 위상 변화 $\triangle\theta$을 얻는다.

그리고 시간간격 $\triangle t$에서 가우스 잡음은 다음과 같다.

$$z(t)z'(t+\triangle t)^* = \exp(j\triangle\theta) = \exp(j(2\pi f_{off}\triangle t)) + \text{noise-included terms}, \quad (6)$$

여기서 *은 공액 복소수를 의미한다. 주파수 지연은 상태 공간 모델 식 (6)과 같이 모델링될 때 추정되어질 것이다. $\exp(j(2\pi f_{off}\triangle t))$와 f_{off} 추정은 칼만 필터 알고리즘에 의해 할 수 있다.

3-2 칼만 필터

전형적이고 효율적인 상태-공간 추정 툴인 칼만 필터는 선형 최소 평균자승에러 기준에 의해 캐리어 지연의 추정을 위해 AFC를 소개한다. 일반적으로 넓고 정교한 주파수 추정을 사용한 상태 공간 모델은 식 (6)과 같이 모델링된다. 그리고 다음과 같다.

$$x_{t+1} = Ax_t + Bu_t \quad (7)$$

$$y_t = Cx_t + v_t \quad (8)$$

여기서, Model 1 :

$$x_t = \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{off}\triangle t) \\ \sin(2\pi f_{off}\triangle t) \end{bmatrix},$$

$$y_t = \begin{bmatrix} \cos(\triangle t) \\ \sin(\triangle t) \end{bmatrix}, \; A=C=R=I, \; B=Q=0,$$

여기서 x_t, y_t A, B, C, u_t, v_t, I, Q, R은 각각 상태 벡터, 관측 벡터, 상태천이 행렬, driving 행렬, 관측행렬, drive noise, 관측잡음, 고유행렬, 공 분산 행렬의 u_t, 그리고 공분산 행렬의 v_t이다. 또한 다른 모델은 지연시간 간격의 첫 번째 항을 계산한 모델은 [16]에서 제안했다.

Model 2 :

$$x_t = \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{21} \\ x_{31} \\ x_{41} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{off}\triangle t) \\ \frac{d}{dt}\cos(2\pi f_{off}\triangle t) \\ \sin(2\pi f_{off}\triangle t) \\ \frac{d}{dt}\sin(2\pi f_{off}\triangle t) \end{bmatrix},$$

$$y_t = y_t = \begin{bmatrix} \cos(\triangle t) \\ \sin(\triangle t) \end{bmatrix},$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \triangle t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \triangle t \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \; R=Q=I$$

상태 벡터 x_t는 알고리즘에 따라 계속(궤환적)으로 Updated 된다.

관측 Updated 알고리즘

$$K_t = P_{t|t-1}C^T[C^T P_{t|t-1}C^T + R]^{-1},$$

$$P_{t|t-1} = P_{t|t-1} - K_t P_{t|t-1}$$

$$x_{t|t} = x_{t|t} + K_t[y_t - Cx_{t|t-1}].$$

Time Updated 알고리즘

$$x_{t|t} = Ax_{t|t},$$

$$P_{t+1|t} = AP_{t|t}A^T + BQB^T.$$

초기 조건은

$x_{0|-1}$ = zero column 벡터, $P_{0|-1} = 10^2 \times I$이다.

여기서 각각 K_t와 $P_{t|t}$은 칼만 이득과 상태 추정에러의 공 분산 행렬을 나타낸다.

칼만 이득 K_t는 디지털 필터의 어뎁티브 탭 가중치 역할을 하고, 알고리즘의 각 반복의 추정 성능을 향상시킨다. 또한 K_t와 $P_{t|t}$은 계산의 복잡성을 감소시킬 수 있는 off-line mode에서 계산 가능하다는 것도 칼만 필터의 장점이다. 추정된 상태 벡터 $\hat{x}_t$로부터 주파수지연추정은 다음 공식에 의해 간단히 추정할 수 있다.

$$\hat{f}_{off} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi\triangle t}\arctan t\left(\frac{x_{21}}{x_{11}}\right) : \text{Model 1} \\ \frac{1}{2\pi\triangle t}\arctan t\left(\frac{x_{31}}{x_{11}}\right) : \text{Model 2} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 $\hat{*}$은 랜덤 변수 $*$의 추정을 하기 위해 나타낸다. 이 논문에서 U-D 함수로 칼만 필터는 높은 수치적 정밀성과 계산적 안정성을 확증하기 위해 사용했다[17],[18]. 파라미터 $R, Q, x_{0|-1}, P_{0|-1}$는 알려지지 않은 채널 파라미터들의 가정에 따른 임의로 정한 값이다. 게다가 제안된 AFC주파수 추적 성능은 그들의 파라미터의 선택에 거의 덜 민감하다는 것이 입증되었다.

3-3 시스템 구조

3-3-1 송신기

QPSK 변조방식을 사용한 송신기의 블록다이어그램을 그림 4에 나타낸다. 데이터 열은 QPSK 변조기에 의해 변조된다. 그리고 루트 나이퀴스트 필터에 의해 신호 성형되고, 버스트 모드에서 캐리어 주파수 f_c Hz로 전송된다. 칼만 필터 학습을 위해서는 변조되지 않은 연속파, 즉 신호 버스트의 헤더에 더해진 N-심볼 길이인 프리앰블이다.

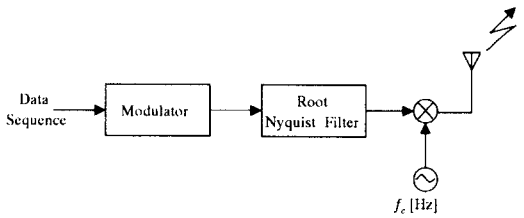


그림 4. 송신기의 블록 다이어그램
Fig. 4. Block diagram of the transmitter.

3-3-2 수신기

그림 5은 차동 검파를 채용한 수신기의 블록다이어그램을 나타낸다. 주파수 추정의 두 블록은 제공되는데 하나는 넓은 추정에서 신호정형필터 전에 들어가고, 다른 하나는 정밀추정에서 필터 후단에 들어간다. 신호정형필터 후에 1단의 정밀한 AFC의 추적 범위는 심볼율에 의해 제한을 받고, 신호정형필터에 의해 수신된 신호가 왜곡을 받기 때문에 더 좁아진다[19]. 따라서 넓은 AFC는 정밀 AFC의 추적 범위가 적은 흔들림까지 주파수 지연을 감소시킬 수 있다.

수신된 신호는 국부 발진기의 국부 주파수 $f_{Lo}=f_c$ Hz로 하향 변환된 공칭 중심 주파수 f_c에서 대역폭이 W인 BPF를 통과하고, 대략적인 주파수 지연 제거를 위해서 분리한다. 수신 신호중의 하나가 대역폭이 B Hz인 구형파 LPF에 의해서 대역 제한되고, 주 샘플링 주파수 f_s^1 Hz에 의해서 A/ D 변환하고, 차동적으로 검파하여 1단 칼만 필터로 보낸다. 수신 신호에서 파형 왜곡이 없다면, 대역폭 W와 샘플링 주파수 f_s^1은 다음 조건을 만족해야 한다.

$$W \geq 2\times|f_{off}^{\max}|+B_r$$
$$f_s^1 \geq 2\times B$$

여기에서, $|f_{off}^{\max}|$ Hz와 B_r Hz은 각각 최대 주파수 지연에 절대값을 취한 값과 수신 신호의 대역폭이다. LPF의 대역폭 B는 주파수 지연만큼 영향받

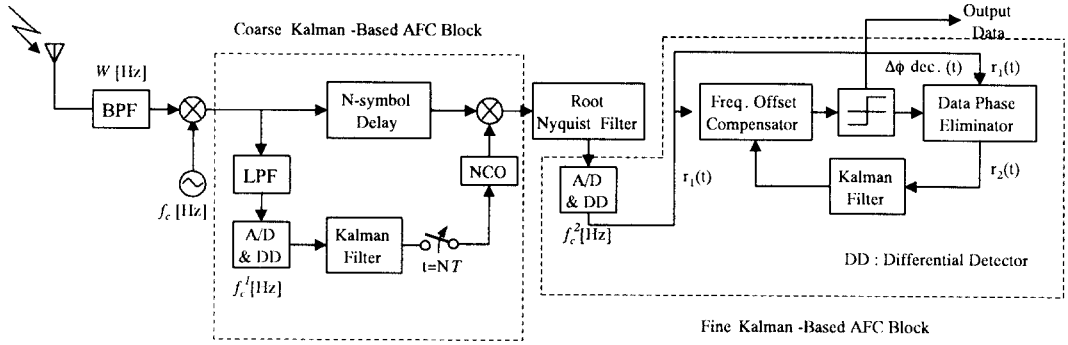


그림 5. 수신기의 블록 다이어그램
Fig. 5. Block diagram of the receiver.

은 수신 신호를 회복시키기 위해서 다음과 같은 조건을 만족시켜야 한다.

$$B \geq |f_{off}^{\max}| + B_{add}$$

여기에서, B_{add} Hz는 1단 칼만 필터에 들어온 수신 신호에서 LPF에 기인한 왜곡을 무시할 수 있도록 보증하기 위해서 더해진 대역폭이다. 주파수 추정에 필요한 수신 신호는 프리앰불의 전력 스펙트럼이 수신 신호의 중심주파수에서 선스펙트럼으로 나타난다고 가정할 때이므로, 랜덤 데이터 시퀀스에 의해서 발생된 스펙트럼 가장자리를 자름으로 인한 파형 왜곡은 1단 칼만 필터의 입력 신호에 상대적으로 작은 영향을 끼치고, B_{add}는 무시할 만큼 작다고 가정할 수 있다. 그러므로, 1단 칼만 필터는 이상적인 AFC의 최대 주파수 포착 범위 [-B Hz, +B Hz]를 거의 달성할 수 있다.

학습모드에서, 주파수 지연은 1단 칼만 필터와 식 (9)에 의해서 대략적으로 추정된다. 여기에서, $\triangle t = 1/f_s^1$ Hz이다. 이러한 추정은 주파수지연을 보상하기 위해서 NCO(numerical controlled oscillator)의 주파수를 조절하기 위해서 사용된다. 학습모드가 끝났을 때, switch-and-hold(S/H) 회로는 스위치를 단락하고 NCO를 더욱 동작시키기 위해서 최종 추정을 홀드 한다. 프리앰불 재사용 목적을 위해서, 보상될 수신 신호는 N-심볼 구간동안 지연되고, 전체 신호 버스트는 여분의 추정에 의해서 섞이게 된다. 그 결과 이러한 절차 후의 수신 신호는 다음 단에 적절할 전체 신호 버스트를 통해서 동일하게 보상된다(정밀추정). 하향 변환된 신호는 루트 나이퀴스트 필터에 의해서 신호정형 되어, 두 번째 샘플링 주파수 f_s^2에 의해 A/D 변환되고 차동적으로 검파 된다.

넓고 정밀하게 추정한 샘플링 주파수는

$$f_s^1 \geq f_s^2 \qquad (10)$$

이고 차동적으로 검파된 신호는

$$r_1(t) = \exp(j(2\pi f_{off} \triangle t) + \triangle \phi_m(t) + \text{noise-included terms}$$

여기에서 $\triangle \phi_m(t)$는 차동 위상 변조와 $\triangle t = 1/f_s^2$에 의한 위상 시프트이다. 다음에, 수신된 시 $r_1(t)$는 두 방향으로 분리된다. 주파수지연 보상기에서, 주파수지연은 데이터 판정을 위한 위상천이 ($\hat{\phi}_m(t)$)를 얻기 위해서 2차 칼만 필터의 추정 상태 벡터 $\{\exp(j2\pi \hat{f}_{off} \triangle t))\}$에 의해서 직접 보상된다.

$$\begin{aligned}&\exp(j \triangle \hat{\phi}_m(t)) \\ &= r_1(t) \times \exp(j(2\pi \hat{f}_{off} \triangle t))^* \\ &= \exp(j(2\pi t f_{off} \triangle t + \triangle \phi_m(t))) \\ &\times \exp(-j(2\pi \hat{f}_{off} \triangle t)) + \text{noise terms} \quad (11)\end{aligned}$$

정보 데이터를 표현하는 결정된 위상천이 $\triangle \phi_{dec}(t)$ ($= \pm\pi/4, \pm 3\pi/4$)는 다음과 같이 수신 신호로부터 데이터 위상 제거기에서 다른 곳에서 끄집어낸다.

$$\begin{aligned}r_2(t) &= r_1(t) \times \exp(-j \triangle \phi_{dec}(t))) \\ &= \exp(j(2\pi f_{off} \triangle t + \triangle \phi_m(t))) \\ &\times \exp(-j \triangle \phi_{dec}(t))) + \text{noise terms} \quad (12)\end{aligned}$$

$\triangle \phi_m(t) = \triangle \phi_{dec}(t)$일 때, 식 (12)에서 얻어진 위상천이는 주파수지연과 가우스 잡음에 의해서만 기인하며, 식 (6)의 오른쪽과 같다. 결국, 위상천이는 주파수지연 보상기에서 사용된 주파수지연을 추정하기 위해서 2차 칼만 필터로 들어간다. 정밀추정 과정은 전체 신호 버스트를 통하여 반복된다. 학습모드에서 데이터 위상 제거는 무시되고 무 변조 연속파는 2차 칼만 필터에 직접 통과된다.

Ⅳ. 성능해석 및 토의

이 절에서는 우선 칼만필터을 이용한 보상기를 가진 시스템의 성능을 분석하기 위하여 도플러 천이는 발생하지 않고 단지 페이딩만 발생한다고 가정한다. 이러한 가정하에서 DEQPSK 신호의 BER 성능을 시뮬레이션하여 그 결과를 그림 6에 나타내었다.

그림 6은 페이딩 환경하에서 페이딩 주파수 f_d= 80 Hz 일 때 라이시안 파라메타 K에 대한 DEQPSK 시스템의 이론적인 결과와 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타내었다. 그림 6으로부터 라이시안 파라메타 K가 증가할 때 시뮬레이션 결과들은 이론에 의한 결과보다 성능이 열화되며 이러한 결과는 수식

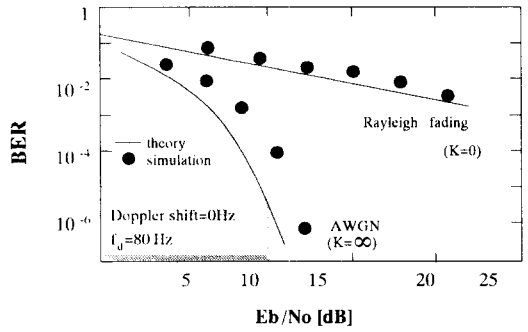


그림 6. 페이딩에서 BER 대 E_b/N_0

Fig. 6. The BER versus E_b/N_0 with fading.

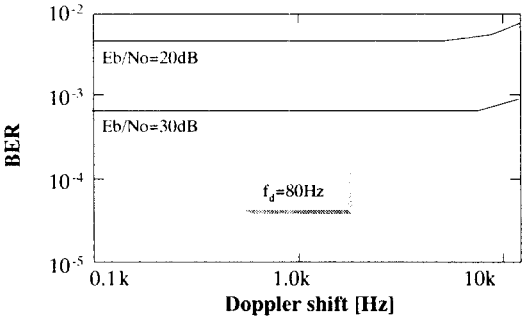


그림 7. 페이딩에서 도플러 천이된 DEQPSK 신호의 BER 성능

Fig. 7. The BER performance of DEQPSK signal in fading channel with doppler shift.

의 간략화에 의한 결과로 보인다. 또한 K값이 증가하면 페이딩의 영향이 감소하여 잡음만의 환경으로 간주할 수 있다. 다음으로 도플러 천이된 페이딩 채널에 있어서 DEQPSK 시스템의 시뮬레이션을 행하여 그 결과를 그림 7에 나타내었다.

그림 8~10에서 3개의 첫 번째 샘플링 주파수(f_s^1 =16, 32, 64 kHz)에 대한 유사한 성능 경향이 증명되므로, f_s^1은 임의로 64 kHz($f_s^1 T=4$)로 한다. 1/T로 정규화 된 초기 주파수지연은 그림 8과 9에서 1.0으로 한다. 롤 오프 파라미터는 그림 8~10에서 0.5로 한다. 모델 2의 성능이 모델 1과 비교해서 그림 10에 보인다.

그림 8는 정규화 된 RMS 주파수 에러를 비트 당 에너지 비율이 3가지로 변할 때를 보여준다. 프리앰블의 끝에서 정규화 된 RMS 주파수추정에러($\hat{f}_e T$)

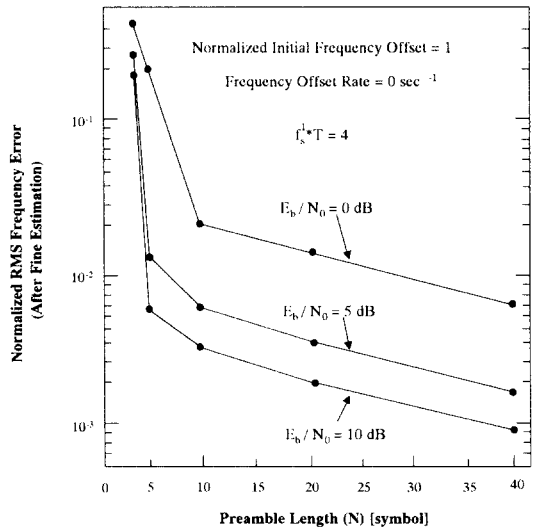


그림 8. 정규화된 RMS 주파수 에러대 프리앰블 길이

Fig. 8. Normalized RMS frequency error vs the preamble length.

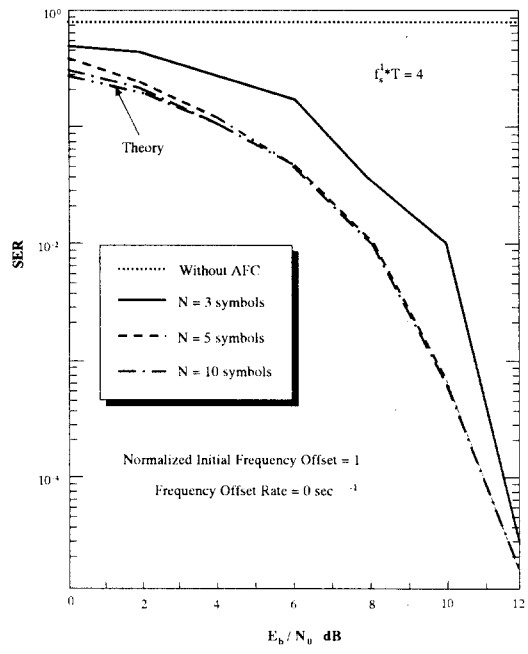


그림 9. SER 성능

Fig. 9. The SER performance.

는 100번을 돌린 값으로부터 얻었다. 여기에서 $\hat{f}_e$는 RMS 주파수추정 에러이다. 프리엠블이 긴 경우, 포착 성능은 송신 전력 손실을 가져오지만 성능이

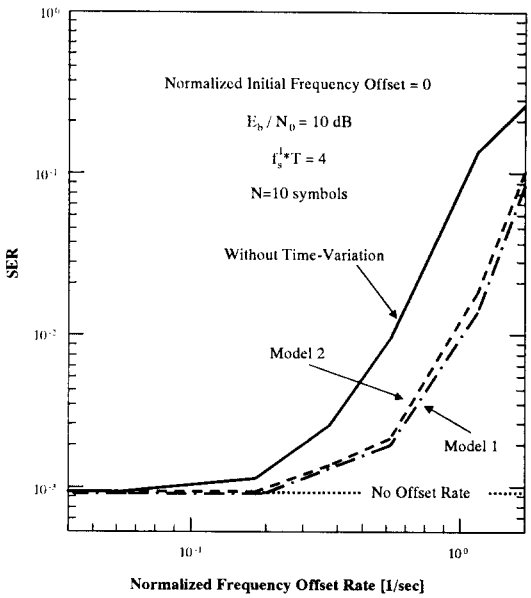


그림 10. SER 대 정규화된 주파수 지연율
Fig. 10. SER vs normalized frequency offset rate.

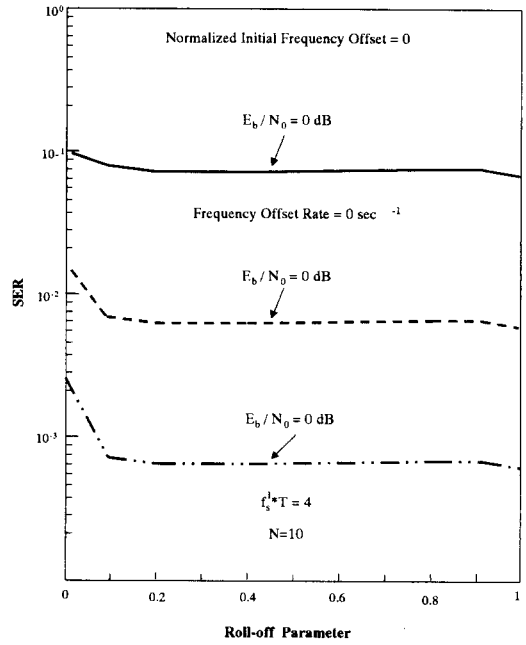


그림 11. SER 대 롤-오프 파라미터
Fig. 11. SER vs roll-off parameter.

향상된다. 게다가, 그림 8에서 포착 성능 향상은 특히 프리앰불 범위가 10심볼까지 올라갈 때 분명히 나타난다.

다양한 프리앰불 길이에 대한 SER이 그림 9에 보인다. 또한 AFC를 사용하지 않은 커브와 주파수 지연 없는 환경에서의 커브 대 이론적 성능이 같은 그림에 보이고 있다. 이 그림은 SER 성능이 N이 증가함에 따라 이론적 성능에 접근하는 성능향상을 보이므로 제시된 AFC의 최상의 특성이 뚜렷하다. $N \geq 10$일 때 SER 성능은 이론적 성능과 거의 같지만, N=5일 때의 성능은 낮은 E_b/N_0에서 약간 열화 된다. 그러므로, 우리는 높은 송신 전력 효율성과 SER 성능을 고려하여 N=10을 선택한다.

그림 10은 초기 주파수 지연이 없을 때 AFC의 정규화 된 주파수지연율에 대한 강인성을 보인다. 시변 추적 기능을 사용하지 않은 시스템은 지연율이 높게 될 때 급격하게 열화된다. 반면에, 제시된 AFC는 학습 모드 뒤에 추적 과정에 의해서 시변 주파수지연을 추적할 수 있다. 모델 2는 주파수 지연에 대하여 모델 1과 같은 강인성을 보인다. E_b/N_0 10 dB에서, 두 모델은 지연율이 0.15 $\sec^{-1}$까지 좋은 성능을 유지하며, 추적 기능이 없는 것과 비교해서 요소가 약 2.5에서 지연율에 대한 강인성이 향상된다. 모델 2가 주파수지연에의 강인성을 향상시킬 수 없는 이유는 정현파와 여현파의 시 미분은 선형 함수가 아니기 때문에 이러한 비 선형 함수를 다루기 위해서는 더욱 복잡한 확장 칼만 필터가 필요하다. 두 모델의 최대로 견딜 수 있는 지연율과 버스트 구간의 곱은 상대적으로 1단 AFC의 최대 주파수지연보다 더 작으므로, 최대 지연율 대역제한과정에 의해 영향을 받지 않는다. 그러므로, 구현상 편의를 위해서 이 절에서 계속 설명한다.

그림 11은 루트 나이퀴스트의 상충관계 파라미터에 대한 SER을 나타낸다. 그림은 2단 AFC가 넓은 범위의 상충관계에 응용 가능하다는 것을 보인다. 이것은 통신 시스템 응용에서 충분한 0.1~1.0 범위에서 좋은 성능을 나타낸다. 그러나, SER은 극히 작은 상충관계 파라미터(0.0)에 대하여 열화된다. 왜냐하면, 루트 나이퀴스트 필터의 전력 스펙트럼에서 상충관계는 아주 날카로워서 작은 여분의 주파수지연에서도 수신 신호를 크게 왜곡할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 LEO 통신 시스템에서 큰 주파수 지연은 일반적으로 AFC를 사용하여 추정된다. 그러나, 직접 변환 형태의 수신기에서, 첫 번째 단의 추정만을 사용하여 큰 지연을 빠르고 정확하게 추적하기는 어렵다. 본 논문에서는 2단의 주파수 추정을 사용하는 AFC에 기반으로 한 새로운 칼만 필터 방식을 제안하였고, 이의 유용성을 확인하였다. 즉 넓고 정밀한 추정. 시뮬레이션 결과 나이퀴스트 표본화 이론의 한계에 근접하는 주파수 포착 범위를 확대하고 짧은 주기(5 심벌)에서 수신된 신호를 얻음으로써 제안된 기법에 의해서 성능 향상을 보였다. 이것은 전송률 보다 크거나 비슷한 주파수지연의 존재에서도 좋은 성능을 유지할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] M. Katayama and N. Morinaga, "Satellite communication system with low-earth orbits and the effects of doppler shift", *Trans. of IEICE-Japan*, vol. J76-B-Ⅱ, no. 11, pp. 382-390, May, 1993.

[2] A. Kajiwara, "Mobile satellite CDMA system robust to doppler effect," *IEEE Tranc. on Veh. Technol.*, vol. 44, no. 3, pp. 480-486, Aug., 1995.

[3] Y. Nakamura, Y. Saito, "Discriminator with partial response detection of NRZ-FSK signals," *IEICE Tranc.*, vol. J67-B, no. 6, pp. 607-614, June, 1984.

[4] Y. K. Akaiwa, T. Konishi, "An application of the viterbi decoding to differential detection of frequency discreminator demoduation FSK signal," *Proc. of VTC '94*, Stockholm, Sweden, pp. 210-213, 1994.

[5] M. K. Simon, "Dual-pilot tone calibration technique," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. VT-35, no. 2, pp. 63-70, Feb., 1986.

[6] K. M. Walid, P. J. Mclane, "A simple method for coarse frequency acquisition through FFT," *Proc. of VTC '94*, Stockholm, Sweden, pp. 297-301, 1994.

[7] A. J. Viterbi and A. M. Viterbi, "Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmissio n," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 29, no. 4, pp. 543-551, Apr., 1983.

[8] S. Bellini, "Frequency estimators for M-PSK operating at one sample per symbol," *Proc. of GLOBECOM '94*, San Francisco, USA, pp. 962-966, 1994.

[9] C. R. Cahn, "Improving frequency acquisition of costas loop," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-25, no. 12, pp. 1453-1459, Dec., 1977.

[10] M. K. Simon and D. Divsalar, "On the implementation and performance of single and double differential detection schemes," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 40, no. 2, pp. 278-291, Feb., 1992.

[11] F. M. Gardner, *Phase lock Techniques*. New York: Wiley, pp. 71-79, 1979.

[12] T. T. Ha, *Digital Satellite Communications*, Macmillan, 1986.

[13] M. A. Pullman, K. M. Perteson, and Y. Jan, "Meeting the challenge of applying cellular concepts to LEO Satcom systems," in *Proc. of IEEE ICC'92*, pp. 770-773, June, 1992.

[14] T. Oguchi, Y. Hosoya, "Scattering properties of oblate raindrops and cross polarization of radio waves due to rain - Part Ⅱ," *J. Radio Res. Lab.*, vol. NTT-21, no. 105, p. 191, 1974.

[15] G. Hide, "A novel multiple beam earth terminal antenna for satellite communication," in *Proc. of IEEE ICC' 70*, pp. 38-42, June, 1970.

[16] T. Toyonaga, "Research on coherent demodulation scheme suited for mobile satellite communication systems," Master's Thesis, Osaka University, 1993.

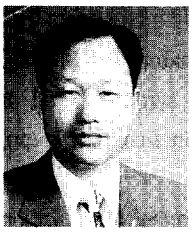
[17] T. Katayama, "*Applied Kalman Filter*", Asa-

kura Book Store Co. Ltd., 9th edition, Jan., 1992.

[18] S. Haykin, "*Adaptive Estimation and Control : Partitioning Approach*", Prentice Hall International (UK) Ltd., 1992.

[19] F. Takahata, M. Yasunage, Y. Hirata, T. Ohsawa and J. Namiki, "A PSK group modem for satellite communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, no. 4, pp. 648-661, May, 1987.

강 희 조



1986년 2월: 원광대학교 전자공학과(공학사)
1988년 8월: 숭실대학교 반도체공학과(공학석사)
1994년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과(공학박사)
1994년 7월~1995년 12월: 전자통신연구원 위성망연구소 초빙연구원
1996년 8월~1997년 8월: 오사카대학교 공학부 통신공학과 객원교수
1998년 3월~현재: 한국전자파학회 호남지부 부지부장
1998년 3월~1998년 8월: 전자통신연구원 무선이동위성통신시스템 연구소 초빙연구원
1997년 10월~현재: 세중실업주식회사 기술고문
1990년 3월~현재: 동신대학교 전기전자공학부 부교수
[주관심 분야] 무선통신, 이동통신 및 위성통신, 환경전자공학, 무선광통신, 밀리미터파, 전자발광(Electro Luminescence) 디스플레이

고 봉 진

1986년 2월: 한국항공대학교 통신공학과(공학사)
1988년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1995년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 대학원(공학박사)
1994년 3월~1996년 7월: 인하공업전문대학 통신과 조교수
1996년 8월~현재: 창원대학교 전자공학과 조교수
1997년 7월~1997년 12월: ETRI 초빙연구원
[주 관심분야] 통신이론, 이동통신, EMI/EMC

조 성 언

1966년 7월 11일 생
1989년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
1991년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(공학석사)
1997년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학박사)
1997년 9월~현재: (국립) 순천대학교 정보통신공학과 조교수
[주 관심분야] 무선통신, 환경전자공학