

디지털 위성트랜스폰더를 위한 SNR 추정 알고리즘

준희원 서 광 남*, 정희원 최 승 운**, 김 중 훈*

A SNR Estimation Algorithm for Digital Satellite Transponder

Kwang-nam Seo* Associate Member, Seung-woon Choi**, Chong-hoon Kim* Regular Members

요 약

지상국과 위성트랜스폰더 사이의 통신의 초기 단계에서 궤도 운행 중인 위성과 지상국과의 도플러 효과에 의한 주파수 편이와 신호의 상태의 파악을 위해 지상국에서는 변조되지 않은 상향링크 반송파(up-link carrier) 신호의 주파수를 일정한 범위와 속도로 sweeping하며 송신한다. 위성트랜스폰더는 수신된 상향링크 반송파를 획득(acquisition) 및 추적(tracking)하며, 그 상태를 지상국에 송신하여 지상국과의 통신을 초기화 하게 된다. 이러한 과정의 제어를 위해서 위성 수신부는 수신된 반송파 신호에 대한 다양한 분석이 필요하다. 본 논문에서는 위성트랜스폰더의 반송파 복원 루프 상태와 상향링크 신호 상태를 확인하고, 수신부 동작의 제어를 위해 사용할 수 있는 SNR 추정 알고리즘을 제안하고, 이에 따른 수신부 동작 제어 방안을 제시하였다. 제안된 알고리즘은 수신된 상향링크 반송파를 기저대역 극좌표계로 변환하여 각성분만의 통계로부터 SNR을 추정하고, 수신부 제어에 필요한 상태 변수를 파악하므로, AGC(Auto Gain Controller) 정보를 이용하여 신호의 상태를 파악하는 기존의 아날로그 방식에 비해 매우 간단히 구현될 수 있다. 제안된 SNR 추정 및 제어 상태 추출 결과는 모의실험을 통해 그 유효성을 입증하였다.

Key Words : Satellite Transponder, SNR estimation, Carrier Recovery, CORDIC, Up-link/Down-link

ABSTRACT

In the initial stage of the communications between a base station and a satellite transponder, the base station transmits the frequency-sweeping un-modulated up-link carrier within a certain frequency range to acquire the doppler frequency shift and signal power between the base station and the satellite in orbital flight. The satellite transponder acquires and tracks the carrier in order to initialize the communication. To control such initialization process, the satellite receiver should analyze the input carrier signal in various ways. This paper presents an SNR estimation algorithm to control the initialization process. The proposed algorithm converts the input signal into the baseband polar coordinate representation and estimates the SNR via the statistics of the angular signal components as well as the status parameters to control the receiver. The Monte-Carlo simulations shows the validity of the estimation proposed.

I. 서 론

위성관제용 위성트랜스폰더는 지상국에서 보낸 명령신호를 수신하여 그에 따른 위성의 제어를 수

행하거나 위성의 상태 정보를 지상국으로 송신하기 위한 통신시스템이다. 지상국과 위성트랜스폰더 사이의 통신 초기 단계에서 채널의 상태 및 입력신호의 상태(sweeping, non-sweeping)가 변하기 때문에,

* 본 연구는 KOMPSAT-3 프로그램을 통한 한국 항공우주 연구원의 지원을 받아 수행되었음.

* 숭실대학교 정보통신전자공학부 무선통신시스템연구실 (knseo@ssu.ac.kr, chkim@ssu.ac.kr)

** 한국 항공우주연구원 (antelch@kari.re.kr)

논문번호 : KICS2010-05-228, 접수일자 : 2010년 5월 27일, 최종논문접수일자 : 2010년 8월 31일

수신된 상향링크 신호에 대한 상태 확인과 SNR 값의 추정은 대단히 중요하며 추정된 SNR 값을 통해서 수신된 상향링크 신호 및 반송파 복원 루프의 상태를 확인할 수 있고, 위성트랜스폰더의 수신부를 제어할 수 있다.

위성트랜스폰더가 지상국과 통신하기 위해서는 상향링크 신호에 대한 반송파 복원 과정이 선행되어야 하고, 수신된 상향링크 신호에 대한 반송파 복원 방법은 3가지가 있다. 첫 번째 방법은 지상국에서 그림 1과 같이 변조되지 않은 상향링크 신호를 일정한 속도와 범위로 sweeping하는 방법이고, 두 번째 방법은 첫 번째 방법과 유사하게 위성트랜스폰더의 국부발진기를 일정한 속도와 범위로 sweeping하는 방법이다. 마지막 방법으로 스펙트럼(spectrum)추정 방법이 있다. 위와 같은 3가지 방법을 통해 반송파가 복원된 후에, 위성트랜스폰더는 지상국과의 통신을 수행한다.^[1,2]

본 논문에서는 위성트랜스폰더의 반송파 복원 루프의 상태와 상향링크 신호 확인 및 수신부 제어를 위한 SNR 추정 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 수신된 상향링크 반송파를 기저대역 극좌표계로 변환하여 각성분만의 통계로부터 SNR을 추정하고, 수신부 제어에 필요한 상태 변수를 파악하므로, AGC 정보를 이용하여 신호의 상태를 확인하는 기존의 아날로그 방식에 비해 매우 간단히 구현될 수 있다.

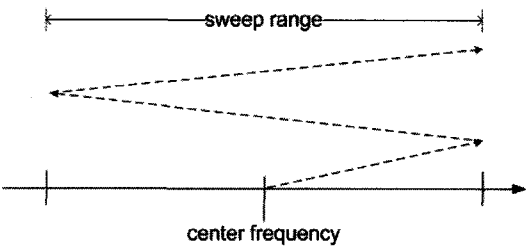


그림 1. 통신 초기화를 위한 상향링크 sweeping 신호

II. 제안된 SNR 추정 알고리즘

그림 2^[2,3]는 디지털 위성트랜스폰더의 반송파 획득 및 추적 시스템을 나타낸 것이다. 제안된 알고리즘은 그림 3과 같이 반송파 추적 루프 앞단의 기저대역 I, Q 신호를 극좌표로 변환하여 각정보를 사용한다. 좌표변환은 CORDIC(Co-Ordinate Rotation Digital Computer) 알고리즘을 사용하여 간단히 하

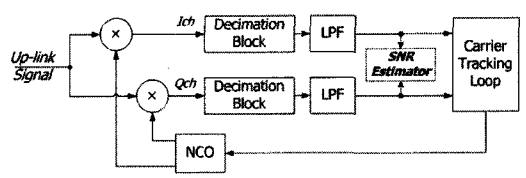


그림 2. 반송파 복원 루프 및 SNR 추정기

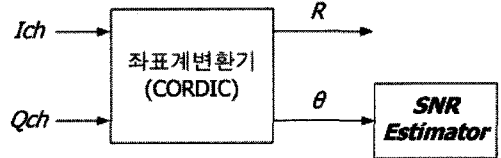


그림 3. 좌표계 변환 및 SNR 추정기

드웨어로 구현될 수 있다.

2.1 극좌표의 각성분 θ 에 의한 SNR 추정

극좌표로 변환된 반송파신호의 출력의 진폭성분을 R , 각성분을 θ 라 할 때 직교좌표 입력 I_{ch} , Q_{ch} 와의 관계는 다음과 같다.

$$R = \sqrt{I_{ch}^2 + Q_{ch}^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{Q_{ch}}{I_{ch}} \right) \tag{1}$$

또한 입력 신호의 반송파에 전력 σ^2 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이 더해져 있을 때 θ 의 분산값 σ_θ 와의 관계는 $R > \sigma$ 를 가정할 때, 그림 4로부터 식 (2)를 얻을 수 있다.

$$\sigma_\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\sigma/R}{\sqrt{1 - (\sigma/R)^2}} \right) \tag{2}$$

한편, 입력 신호의 SNR은 복소 입력일 때

$$SNR = \frac{\text{Signal Power}}{\text{Noise Power}} = \frac{R^2}{2\sigma^2} \tag{3}$$

이므로 식 (2)와 식 (3)으로부터 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$SNR = \frac{1}{2\sin^2 \sigma_\theta} \tag{4}$$

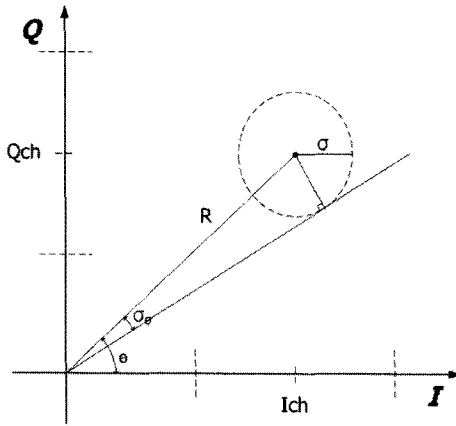


그림 4. SNR 추정을 위한 좌표계 변환

식 (4)로부터 입력 신호의 각성분 만으로 입력 SNR을 추정할 수 있음을 알 수 있다. 그러나 θ 값으로 SNR을 추정하는 방식은 실제로 사용될 때 다음과 같은 문제점이 발생한다.

1) 반송파 추적 루프가 lock 된 상태에서도 반송파가 sweeping 상태이거나 도플러 효과로 인해 약간의 주파수오차가 발생하게 될 경우에 θ 값은 누적되며 θ 값의 범위가 $[-\pi, \pi]$ 값을 넘을 경우를 대비해 정교한 위상연속화(phase-unwrapping) 알고리즘이 필요하다. 특히, θ 값이 $-\pi$ 또는 π 근처이고 잡음이 많은 경우 대단히 불안정한 동작을 하게 된다.

2) 반송파 추적 루프가 lock 이 되지 않았을 경우에 극부발전기는 자주(free-running) 상태가 되며, θ 가 불필요하게 누적되어 큰 값을 갖게 되어 하드웨어 구현 시에 오버플로(overflow) 또는 언더플로(underflow)가 발생하게 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 θ 의 차분 성분인 $\Delta\theta$ 에 의한 SNR 추정을 제안하였다.

2.2 θ 의 차분 성분에 의한 SNR 추정

그림 5는 차분 각성분에 의한 SNR 추정 블록도이다. 상향링크의 sweeping 주파수가 f_{sweep} [Hz/sec] 이면, 기저대역 I, Q에 검출되는 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{ch}[n] &= A \cos(2\pi f_{sweep} T_s n + \theta[n]) \\ Q_{ch}[n] &= A \sin(2\pi f_{sweep} T_s n + \theta[n]) \end{aligned} \quad (5)$$

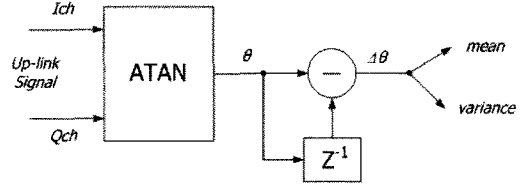


그림 5. 차분 각성분에 의한 SNR 추정 블록도

따라서, 극좌표 변환후의 출력 각성분을 $\theta_s[n]$ 이라하고 차분 각성분 $\Delta\theta_s[n]$ 을

$$\begin{aligned} \Delta\theta_s[n] &= \theta_s[n] - \theta_s[n-1] \\ &= 2\pi f_{sweep} T_s + \Delta\theta[n] \end{aligned} \quad (6)$$

로 정의할 때 $\Delta\theta_s[n]$ 의 평균 및 분산은

$$\begin{aligned} E\{\Delta\theta_s[n]\} &= 2\pi f_{sweep} T_s + E\{\Delta\theta[n]\} \\ \text{where, } E\{\Delta\theta[n]\} &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\Delta\theta_s[n]\} &= \text{Var}\{\Delta\theta[n]\} \\ &= 2\sigma_\theta^2 - 2E\{\theta[n]\theta[n-1]\} \\ &= 2(\sigma_\theta^2 - A_\theta[1]) \end{aligned} \quad (8)$$

로 나타난다. 여기서 σ_θ 는 식 (4)에서 구해진 바와 같이 입력 신호의 SNR과 관계하며, $A_\theta[m]$ 은 그림 2의 추적 루프 입력 앞의 저역 필터에 의해 대역이 제한된 AWGN 신호에 대한 $\theta[n]$ 의 자기상관 함수(auto-correlation function)이다. $\theta[n]$ 은 입력에 대한 비선형 함수이므로 자기상관 함수를 해석적으로 구하기 매우 어려우며, 본 논문에서는 선형 입력 랜덤 변수 $I_{ch}[n], Q_{ch}[n]$ 에 대한 자기상관 함수로부터 근사치로 구하였다. 문제를 단순화하기 위해 반송파 추적 루프가 정상동작 중인 상태(locked)를 가정하면 반송파 성분은 직교좌표의 x축(I-채널)에 고정되어 일정한 값 x_0 를 가지고 있으며, 대역 제한된 AWGN 신호의 I, Q 성분을 각각 $\Delta x_n, \Delta y_n$ 이라 하면 직교 좌표계의 I, Q 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x_n &= x_0 + \Delta x_n \\ y_n &= \Delta y_n \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)로부터 각성분 $\theta_n = \tan^{-1}(y_n/x_n)$ 은 SNR 크다고 가정할 때, Taylor series를 이용하여 분모항에 대해 전개하면,

$$\begin{aligned} \theta_n &= \tan^{-1}\left(\frac{\Delta y_n}{x_0 + \Delta x_n}\right) \\ &\approx \frac{\Delta y_n}{2x_0} - \frac{\Delta y_n(\Delta x_n - x_0)}{\Delta y_n^2 + 4x_0^2}, \quad (|x_0| \gg |\Delta x_n|) \end{aligned} \quad (10)$$

으로 근사화된다. 한편, 상향링크 신호 입력이 반송파에 AWGN이 더해진 것으로 가정하면 Δx_n , Δy_n 의 자기상관 함수 $R_x[m]$, $R_y[m]$ 은 이상적인 대역제한 필터의 출력일 때,^[4]

$$R[m] \equiv R_x[m] = R_y[m] = \sigma^2 \text{sinc}\left(m\pi \frac{BW_{LPF}}{f_s}\right) \quad (11)$$

으로 표현되며, $\text{sinc}(\cdot)$ 는 sinc 함수이고, BW_{LPF} 는 극좌표 변환기 이전 필터의 대역폭이다. 또한 Δx_n , Δy_n 은 각각 독립 프로세스이므로 식 (10), (11)로부터 자기상관 함수 $A_\theta[m]$ 은

$$A_\theta[m] = E\{\theta_n \theta_{n+m}\} = \frac{9R[m]}{16x_0^2} + \frac{R^2[m]}{16x_0^4} \quad (12)$$

을 얻을 수 있으며 $SNR = x_0^2/\sigma^2$ 이므로 식 (8)의 $A_\theta[1]$ 은 식 (12)로부터

$$A_\theta[1] = \frac{9\kappa}{32SNR} + \frac{\kappa^2}{64SNR^2} \quad (13)$$

$$\text{where, } \kappa = \alpha \text{sinc}\left(\pi \frac{BW_{LPF}}{f_s}\right)$$

로 표현된다. 여기서 α 는 실제 저역 필터와 이상적인 저역 필터의 차이를 보정하기 위한 매개변수이다. 또한, 식 (2)를 근사화하면

$$\sigma_\theta^2 = \tan^{-1}\left(\frac{\sigma}{\sqrt{1-\sigma^2}}\right) \approx \frac{1}{2SNR} + \frac{1}{12SNR^2} \quad (14)$$

이 되며, 식 (13)과 (14)로부터 식 (8)의 형태는 다음과 같이 나타난다.

$$\text{Var}\{\Delta\theta_s[n]\} = \frac{1}{SNR}\left(1 - \frac{9\kappa}{16}\right) + \frac{1}{SNR^2}\left(\frac{1}{6} - \frac{\kappa^2}{32}\right) \quad (15)$$

식 (15)로부터 SNR과 차분 각성분의 분산과의 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$SNR = \frac{1}{2v}\left(1 - \frac{9\kappa}{16} + \sqrt{\left(1 - \frac{9\kappa}{16}\right)^2 + v\left(\frac{2}{3} - \frac{\kappa^2}{8}\right)}\right) \quad (16)$$

where, $v = \text{Var}\{\Delta\theta_s[n]\}$

그림 6은 본 논문에서 제안한 SNR 추정 알고리즘의 구현 블록도를 나타낸 그림이다. 식 (16)을 통해 차분 각성분 $\Delta\theta$ 의 분산에 따른 SNR 값을 저장한 SNR LUT(Look-Up Table)을 생성한다.

N-점 이동평균을 통해 차분 각성분 $\Delta\theta$ 에 대한 평균과 분산을 식 (17)과 같이 계산한다. 이렇게 계산된 분산값을 이용해서 SNR LUT에 저장된 SNR 값을 출력함으로써 SNR 추정기를 구현한다.

$$E\{\Delta\theta[n]\} \Rightarrow \Delta\bar{\theta}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\theta[n-k] \quad (17)$$

$$\text{Var}\{\Delta\theta[n]\} \Rightarrow \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\Delta\theta[n] - \Delta\bar{\theta}[n]|^2$$

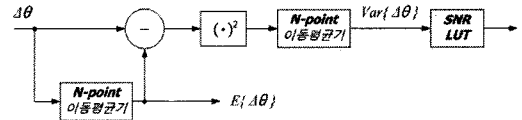


그림 6. SNR 추정기 구현 블록도

III. 모의실험

모의실험에서는 식 (16)에서 나타난 SNR과 차분 각성분의 분산과의 관계를 확인하여, 제안된 SNR 추정 알고리즘을 검증하였다.

그림 7은 본 논문에서 제안한 SNR 추정 알고리즘을 모의실험하기 위한 전체 블록도이고, C/C++를 이용하여 모의실험을 하였다. 그림 7에서 S_I 와 S_Q 는 반송파 복원 루프를 통해 기저대역으로 변환된 직교좌표계의 상향링크 신호이고, N_I 와 N_Q 는 I, Q 신호에 대한 잡음으로 AWGN을 사용하였다. 모의실험에 사용된 FIR(Finite Impulse Response) 필터는 반송파 복원 루프의 마지막 단계 사용되는 저역 통과 필터와 동일한 특성을 갖고 있으며 직교좌표계

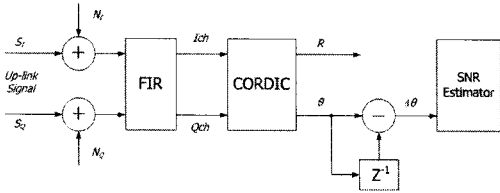


그림 7. 모의실험 블록도

의 I, Q 신호가 좌표계변환기 블록으로 입력되어 θ 값이 출력된다. 차분 각성분이 $\Delta\theta$ 에 대한 2048-점 이동평균기를 이용하여 평균과 분산을 계산한다.

그림 8은 상향링크 신호의 주파수가 고정된 (fixed) 상태이고, 반송파 복원 루프가 locked 상태 일 때의 결과이다. 모의실험에 사용된 FIR 필터의 대역폭 즉, 잡음의 대역폭은 2 KHz이고, SNR이 큰 경우에 추정된 $\Delta\theta$ 의 분산값과 계산된 $\Delta\theta$ 의 분산값이 일치하는 것을 확인할 수 있다.

그림 9는 상향링크 신호의 주파수가 sweeping 상태이고, 반송파 복원 루프가 locked 상태일 때의 결과이다. 그림 9의 결과에서는 계산된 $\Delta\theta$ 의 분산 값과 오차가 생기는데, 이는 sweeping 신호에 대해 반송파 복원 루프가 동작할 때 발생하는 주파수 또는 위상 오차에 의해 발생한다. 즉, 반송파 복원 루프가 주파수 또는 위상 오차 없이 완벽하게 동작한다면, 계산된 분산값의 오차는 사라진다. 이러한 분산값의 오차는 실제 SNR 추정기를 사용하는데 문제가 되지 않고, 그림 8의 모의실험과 마찬가지로 SNR이 큰 경우에 사용한다.

표 1은 반송파 복원 루프의 상태 및 상향링크 신호의 상태에 따라 $\Delta\theta$ 에 대한 평균값과 분산값의 결과를 나타낸다. 상향링크 신호가 존재하지 않는

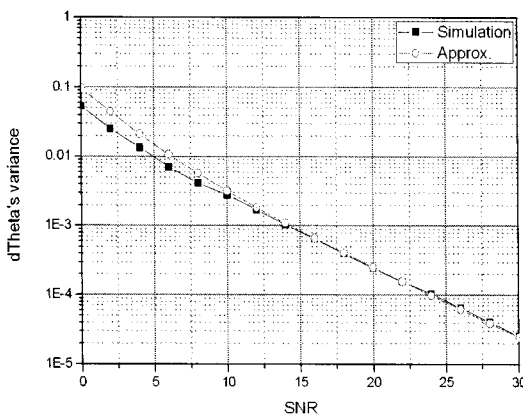


그림 8. 모의실험 결과(locked & fixed)

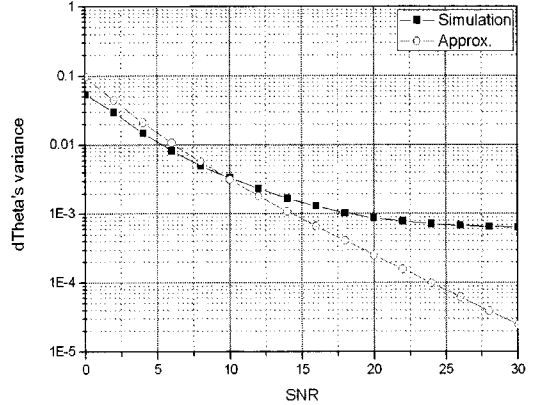


그림 9. 모의실험 결과(locked & sweeping)

표 1. 입력 신호의 상태에 따른 Parameter 값

STATUS	mean($\Delta\theta$)	var($\Delta\theta$)
Thermal Noise	Low	High
Un-locked	High	High
Fixed carrier (Locked)	Low	Low
Sweeping carrier (Locked)	High	Low

경우에는 입력신호의 상태는 thermal noise이고, 상향링크 신호에 대해 반송파의 복원이 이루어지지 않았을 경우, 반송파 복원 루프의 상태는 un-locked 이다. 입력신호 및 반송파 복원 루프의 상태에 따라 $\Delta\theta$ 의 평균값과 분산값이 다른 양상을 보이고, 이를 통해 상태에 대한 기준을 정하여 위성트랜스폰더의 수신부를 제어한다.

그림 10은 본 논문에서 제안한 SNR 추정 알고리즘을 사용한 수신부 제어 흐름도를 나타낸 것이고, 그림 10에서 H은 High를 L은 Low를 나타낸

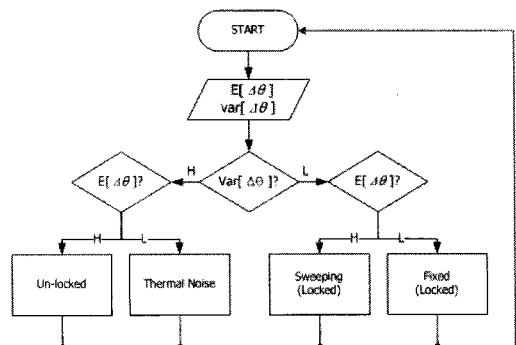


그림 10. SNR 추정 알고리즘을 통한 수신부 제어 흐름도

다. 표 1에서도 확인할 수 있듯이 $\Delta\theta$ 에 대한 평균 값과 분산값에 따라 입력신호의 상태와 반송파 복원 루프의 상태가 결정된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 위성트랜스폰더의 상향링크 신호 존재 여부뿐만 아니라 상향링크 신호의 상태 확인과 반송파 복원 루프 상태 확인 및 수신부의 제어를 위한 SNR 추정 알고리즘을 제안하였다. 이때, 추정된 SNR에서의 잡음 대역폭은 반송파 복원 루프에서 마지막에 사용되는 저역 통과 필터의 대역폭에 의해 결정된다. 본 논문에서 제안된 SNR 추정 알고리즘은 수신될 상향링크 반송파를 기저대역 극좌표계로 변환하여 각성분만의 통계로부터 SNR을 추정하고, 수신부 제어에 필요한 상태 변수를 파악하므로 기존의 아날로그 방식에 비해 매우 간단히 구현될 수 있다. 또한, 모의실험을 통해 추정된 $\Delta\theta$ 의 분산과 SNR의 관계를 확인하였고, 이를 위성트랜스폰더의 수신부 제어에 사용할 수 있음을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] G.C. Cardarilli, C. Comparini, A. Del Re, M. Re, L. Simone, "On-Board Signal Acquisition: System Trade-offs and Implementation," *IEEE 2003 Aerospace Conference (Big Sky, March 2004)*
- [2] L. Simone, D. Gelfusa, S. Cocchi, M. C. Comparini, D. Fiore, V. Piloni, A. Rapposelli, "A Novel Digital Platform for Deep Space Transponders: the Receiver Side," *IEEE 2004 Aerospace Conference (Big Sky, February 2004)*
- [3] 이윤종, 최승운, 김종훈, "디지털방식의 위성 트랜스폰더 반송파 복원 방안 연구", *한국통신학회, 한국통신학회논문지*, 제34권 제 10호 2009.10, pp.807~813
- [4] P. Z. Peebles Jr., "Probability, Random Variables and Random Signal Principle", 4th Ed. Mc Graw-Hill, pp247~250.

서 광 남 (Kwang-nam Seo)

준회원

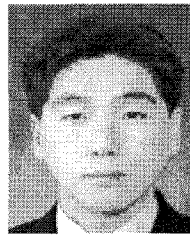


2008년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학과 학사
2010년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 석사
2010년 3월~숭실대학교 정보통신공학과 박사과정
<관심분야> 무선통신 시스템,

고속 신호처리 회로설계

최 승 운 (Seung-woon Choi)

정회원

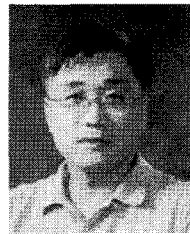


2002년 2월 광운대학교 전자공학과 학사
2004년 7월 광주과학기술원 기전공학과 석사
2004년 7월~현재 한국항공우주연구원 선임연구원
<관심분야> 위성통신 RF 시스템, RF 및 초고주파 회로설계

RF 및 초고주파 회로설계

김 중 훈 (Chong-hoon Kim)

정회원



1984년 서울대학교 전자공학과 학사
1986년 서울대학교 전자공학과 석사
1993년 미국 Northwestern 대학교 EECS 박사
1996년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수

<관심분야> 무선통신 시스템, 고속 신호처리 회로설계