

<https://doi.org/10.7236/IIBC.2018.18.1.97>

IIBC 2018-1-14

위성 변조 비콘 신호의 2위상 특성을 이용한 주파수 오프셋 보상방법에 대한 연구

A Study on Frequency Offset Compensation using 2-Phase Characteristic of Beacon Signal modulated by Satellite

최철희*

Chul-Hee Choi*

요약 위성 변조 비콘 신호는 위성에서 생성한 TOD (Time of Day) 데이터를 gold sequence를 이용하여 확산 시킨 후 linear phase modulation을 통해 전송된다. 변조 비콘 신호를 수신 시 위성과 지상 수신기 간 특성 차이 때문에 주파수 오프셋(FO)이 발생한다. 기존 위성 변조 비콘 수신기는 변조 비콘 신호를 FFT(Fast Fourier Transform)를 이용하여 주파수를 동기화시키는 방법이며, 이는 시스템 구현 관점에서 딜레이 및 복잡도를 증가 시킬 뿐만 아니라 points 간 생기는 FO와 phase offset에 의한 위상차를 보정하는 별도의 회로가 필요하다. 본 논문에서는 이를 극복하기 위해 변조 비콘 신호의 2위상 성형된 특성을 이용하여 coarse FO와 phase offset을 한 번에 보정 및 복조하기 위한 방안과 그에 따른 하드웨어 구성도를 제안 및 분석하였다. 또한, 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제안하는 방식에 적합한 변조 지수(modulation index)를 분석하였으며 그에 따른 적정 누적 개수 또한 분석하였다.

Abstract In satellite communication, modulated beacon signal is spreaded by gold sequence and the modulated beacon is transmitted via linear phase modulation. Due to the difference in characteristics of the satellite and the receiver on the ground, frequency offset (FO) occurs. An existing modulated beacon receiver is a method of synchronizing the frequency of a modulated beacon signal using FFT(Fast Fourier Transform), which not only increases the delay and complexity in terms of system implementation but also has a separate circuit for compensating the phase difference due to FO and phase offset from FFT points. In order to overcome this problem, this paper proposes and analyzes a scheme for compensating and demodulating the coarse FO and phase offset at one time using the 2-phase shaped characteristics of the modulated beacon signal. Also, through the simulation, the modulation index suitable for the proposed method is analyzed and the appropriate cumulative number is also analyzed.

Key Words : modulated beacon receiver, modulated beacon, modulation index, frequency offset, phase offset

1. 서론

군용 위성 통신을 사용하는데 있어서 항재밍(anti-

jamming) 능력을 갖추는 것은 중요하다. 항재밍 능력을 갖추기 위한 통신 방법으로는 주파수 도약 또는 대역 확산 방법[1,2,3] 과 재밍 신호를 측정하여 안테나를 조절하

*정희원, 국방과학연구소

접수일자: 2017년 12월 25일, 수정완료: 2018년 1월 9일

게재확정일자: 2018년 2월 9일

Received: 25 December, 2017 / Revised: 9 January, 2018

Accepted: 9 February, 2018

*Corresponding Author: cch7825@naver.com

Agency for Defence Development, Korea

는 방법[4,5], 빔 조향을 통한 빔포밍 방법[6]이 있다. 주파수 도약 방법이란 정해진 주파수 대역을 시간에 따라 특정 시퀀스에 맞춰 주파수를 바꿔가며 통신하는 방법이다. 대역 확산이란 원 신호에 대역폭이 넓은 Pseudo noise를 곱하여 대역을 확산한 후 수신단에서 다시 Pseudo noise를 곱하여 원 신호로 복원하는 방법이다. 주파수 도약 방법을 사용하기 위해서는 위성 중계기에 DRT (Dehop-Rehop Transponders)라는 기능이 탑재되어 있어야 한다. 또한, 항재밍 능력을 높이기 위해 상향링크 주파수 도약과 하향링크 주파수 도약을 다르게 한다. 주파수 도약 패턴을 만드는데 있어 키 파라미터는 TOD (Time of Day)이다[7]. TOD는 위성에서 생성하며 지상 모뎀에게 별도 비콘 채널을 통해 전송한다. TOD는 변조 비콘(modulated beacon)을 통해 전송하게 되며 변조 비콘은 전력 확산 부호(gold sequence)의 2위상 펄스 성형(manchester coding)된 변조 비콘 웨이브폼을 사용하고자 변조 비콘에는 CW (Continuous Waveform) 성분도 포함한다. 지상 단말에서는 변조 비콘을 수신하여 이 변조 비콘의 CW 성분을 안테나 제어장치에 신호를 전달하여 안테나 제어에 사용하고, 앞서 설명하였듯이 TOD는 모뎀에서 별도 수신하여 주파수 도약 패턴을 만드는데 사용한다.

변조 비콘을 수신하는 일반적인 방법은 수신 신호를 FFT (Fast Fourier Transform)을 통해 coarse 주파수를 찾고 흔들리는 위상은 PLL (Phase locked loop) 방법을 이용하여 보정하는 방법이다. 본 논문에서는 FFT와 PLL을 사용하지 않고 변조 비콘의 2위상 특성을 이용하여 coarse 주파수를 찾는 방법과 흔들리는 위상을 동시에 보정하는 방법에 대해 제안 및 분석을 하였다.

II. 시스템 모델

위성은 지상 모뎀과의 주파수 도약 패턴 동기를 위해 위성 자체에서 생성하는 TOD 데이터를 전송한다. 위성 변조 비콘은 이 데이터를 포함하고 있으며, 이 TOD 데이터를 gold sequence로 확산하고 linear phase modulation으로 변조 송신한다. TOD 데이터를 $D(t)$ 라 하면, 해당 데이터를 확산 시퀀스인 $PN(t)$ 로 확산시킨다. 확산된 $D(t) \cdot PN(t)$ 을 linear phase modulation 변조를 수행한다. Linear phase modulation은 아래 수식과 같다.

$$o(t) = \cos [2\pi f_c t + \theta \cdot i(t)] \quad (1)$$

여기서 $o(t)$ 는 linear phase modulation의 output, $i(t)$ 는 linear phase modulation의 input, f_c 는 carrier frequency, θ 는 변조 지수(modulation index)이다. TOD 데이터를 확산 시퀀스로 확산 시킨 후 linear phase modulation을 통해 만들어진 신호를 변조 비콘 신호 $s(t)$ 라 하며 아래 수식과 같다.

$$s(t) = \sqrt{2C} \cdot \cos [2\pi f_c t + \theta \cdot D(t) \cdot PN(t)] \quad (2)$$

여기서 C 는 carrier 세기, $D(t)$ 는 TOD 데이터로 가져 대역 데이터이며 +1 또는 -1 값을 갖는다. 위의 식에 삼각함수 공식을 적용하면 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{2C} [\cos(2\pi f_c t) \cos(\theta \cdot D(t) \cdot PN(t)) - \sin(2\pi f_c t) \sin(\theta \cdot D(t) \cdot PN(t))] \quad (3)$$

여기서 $D(t) \cdot PN(t)$ 은 pulse shaping을 하지 않기에 기저대역 신호의 level transition은 급격하게 일어난다고 볼 수 있다. 그러므로 $D(t) \cdot PN(t)$ 은 +1 또는 -1이라고 근사화 할 수 있다. cosine 함수와 sine 함수의 우함수와 기함수의 특징 ($\cos(-x) = \cos(x)$, $\sin(-x) = -\sin(x)$)을 이용하면 아래의 식과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{2C} [\cos(2\pi f_c t) \cdot \cos\theta - \sin(2\pi f_c t) \cdot \sin\theta \cdot D(t) \cdot PN(t)] \quad (4)$$

식 (4)을 보면 in-phase($\cos(2\pi f_c t)$) 성분에는 CW 성분 값인 $\cos\theta$ 과 quadrature-phase ($\sin(2\pi f_c t)$) 성분에는 확산된 TOD 신호 ($\sin\theta \cdot D(t) \cdot PN(t)$)가 있음을 알 수 있다. $\cos(2\pi f_c t) \cdot \cos\theta$ 는 CW로 지상 단말의 안테나에서 위성의 위치를 추적할 때 사용한다. Quadrature-phase에 있는 성분을 보면 $\sin\theta$ 는 상수이며 앞서 $D(t) \cdot PN(t)$ 는 +1 또는 -1 이기 때문에 quadrature-phase는 $\sin\theta$ 또는 $-\sin\theta$ 값을 갖는다. 아

래 그림 1은 $s(t)$ 신호의 in-phase($\cos(2\pi F_c t)$)와 quadrature-phase($\sin(2\pi F_c t)$)에 대한 정상도 그림이다. θ 값(modulation index)이 $\pi/2$ 일 경우 BPSK(Binary Phase Shift Keying)와 동일한 정상도 및 BER을 갖으며 θ 값이 작아질수록 quadrature-phase 값간 정상도 간격은 좁아진다.

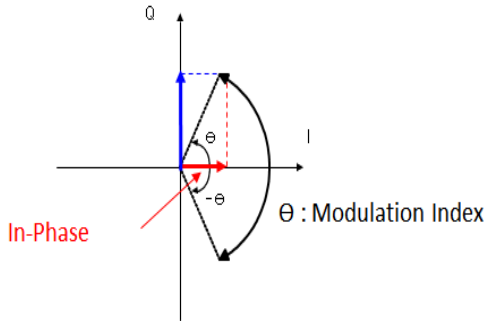


그림 1. $s(t)$ 신호의 I-Q phase
 Fig. 1. I-Q phase of $s(t)$

III. 기존 변조 비콘 수신기

변조 비콘을 수신하는데 있어서 해결해야 할 요소는 주파수 오프셋인 FO(Frequency Offset)과 위상 잡음인 PO(Phase Offset)이 있다. 위성 내부의 local oscillator 특성과 지상 단말과의 local oscillator 특성의 차이로 coarse FO이 생긴다. 또한, 위성이 정지궤도에 있을 경우 위성체는 station keeping box 안에서 궤도 유지를 위한 움직임이 발생한다. 이때 위성체의 움직임으로 인해 doppler shift가 발생하며 이는 fine FO로 분류된다. 이 FO는 지상 단말의 수신 측에서 $s(t)$ 의 정상도가 회전하게 되기 때문에 보정을 수행해야 한다. Phase offset은 local oscillator에서 반송파 주파수 근방에서 원치 않는 잡음으로 $s(t)$ 를 수신할 때 정상도 상에서 흔들리는 것을 볼 수 있다.

일반적인 변조 비콘 신호 처리 장치는 변조 비콘 신호를 2^n (n 은 자연수) 포인트 FFT(Fast Fourier Transform) 변환하는 FFT부, 상기 각 포인트의 값을 크기를 비교하여 가장 큰 값의 FFT 포인트를 추출하는 CW성분 추출부 및 상기 추출된 FFT 포인트의 값을 이용해 변조 비콘 신호의 반송파 주파수를 동기화 시키는

주파수 동기부로 구성되어 있다. 하지만, 기존 방식의 핵심인 FFT를 이용하여 변조 비콘 신호의 반송파 주파수를 동기화시키는 방법은 안정적으로 동작하기 위해서는 n 값을 10 정도로 설정하여야 하고 그럴 경우, 총 1024 FFT points가 생기며 이는 시스템 구현 관점에서 딜레이 및 복잡도를 증가 시킬 뿐만 아니라 points 간 생기는 FO, 시간에 따라 변하는 doppler shift rate, phase offset에 의한 위상차를 보정하는 별도의 회로를 구현해야 한다.

본 논문은 상기 방식의 단점을 극복하여 변조 비콘 신호 수신기에서 변조 비콘이 2위상 펄스 성형된 특성을 이용하여 기저대역 변환부에서 coarse FO, fine FO, phase offset을 한 번에 보정한 후 역 확산을 수행하여 TOD를 수신하는 방법에 대해 제안하고 성능을 분석하는데 목적을 두었다.

IV. 제안 방안

본 논문의 변조 비콘 수신 장치에서 사용하는 coarse FO, fine FO, Phase offset 보정은 이 Bi-phase coding에 의해 확산된 변조 비콘의 특성을 이용하는 것이다. Bi-phase coding의 특징은 아래 그림2 와 같이 1 chip 안에 항상 +1과 -1 심볼이 존재한다는 것이다.

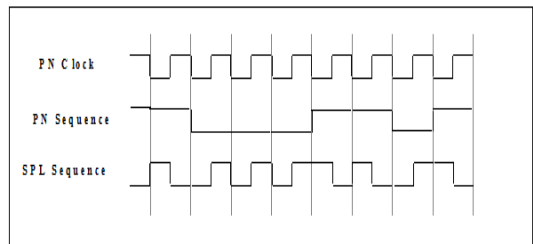


그림 2. Bi-phase encoding
 Fig. 2. Bi-phase encoding

위성이 정지 궤도 내에서 자세 제어를 수행할 경우 지상 단말과의 거리가 변동하기 때문에 doppler effect에 의해서 doppler frequency offset(fine FO)이 발생한다. 또한, 위성 내 local oscillator와 지상 수신 장비의 local oscillator 간의 특성 차이 때문에 발생하는 coarse frequency offset(coarse FO)가 존재한다. 부수적으로, 지상 수신 장비의 phase offset도 존재한다.

주파수 offset이 존재하면 정상도가 회전하게 된다. 본

논문에서 제안하는 변조 비콘 수신기 내 coarse FO 보정 방식은 bi-phase encoding 특성을 이용하여 chip 동기가 맞았을 때, 다수 개의 심볼(1/2 chip 단위)을 연속 누적한 vector의 magnitude 값이 coarse FO가 최소일 때 최대가 되어 coarse FO를 추정할 수 있다. Phase offset은 해당 주파수에서 최대값 vector의 각도가 누적 chip 구간 중 중간 chip의 정상도 회전 값이라는 특성을 이용하는 것이다. 아래 그림 3은 bi-phase 특성을 이용한 위상 변화 추정에 대해 그림으로 나타낸 것이다.

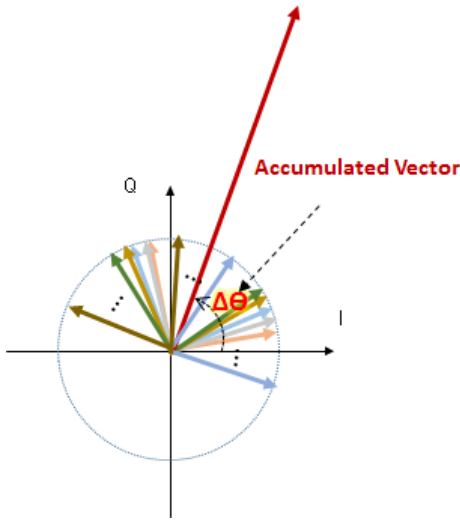


그림 3. Bi-phase 특성을 이용한 위상 변화 추정
Fig. 3. Estimation of phase variation using Bi-phase property

이 방식은 chip 동기가 맞지 않았을 경우 (단, 심볼 동기는 일치)에도 적용할 수 있다. Chip 동기 여부를 떠나 누적은 심볼 단위로 하기 때문이다. 한 예로, $M=126$ 일 경우(이 경우, chip 수는 63), 아래의 그림 4와 같이 126개의 심볼이 존재할 때 $M-1$ 개인 125개에 대한 누적 합 vector를 수행 한 후 중간 심볼인 $63(M/2)$ 번째 심볼에 대한 위상 보정을 실시하는 것을 보여준다. 그 다음 64번째 심볼에 대한 위상 보정은 파란색 구간을 통해서 실시한다. 126 심볼이 아닌 125 심볼을 사용한 이유는 chip 동기가 맞지 않을 경우를 고려하였기 때문이고 이 경우 +1 개수와 -1 개수 차이가 최대 2개가 발생할 수 있다. 125 심볼에 +1 또는 -1의 개수가 1개 더 많이 나타나지만 다수 벡터 누적시 각도에 미치는 영향이 작아지므로 무시할 수 있다.

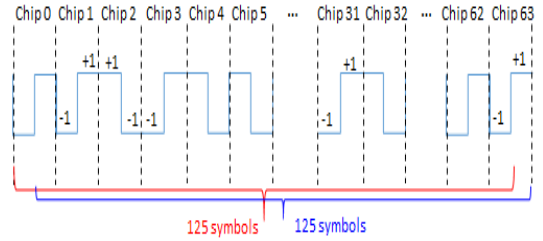


그림 4. 63 chip 내 125 심볼을 이용한 위상 보정 예
Fig. 4. An example for 125 symbols in 63 chips

본 논문에서 제안하는 방식을 적용하여 장치를 구성하면 크게 아래 그림 5와 같이 나타낼 수 있다.

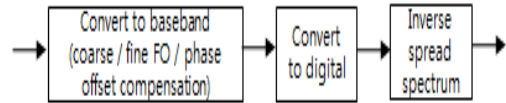


그림 5. 변조 비콘 수신 장치 구성도
Fig. 5. Block diagram of modulated beacon signal receiver

기저대역 변환부에서 coarse FO, fine FO, phase offset을 동시 보정을 수행한 후 디지털 변환부를 거쳐 gold sequence로 역 확산을 수행한다.

기저대역 변환부에서 이를 한번에 수행하기 위해서는 아래 그림 6과 같이 1개의 local oscillator를 기반으로 총 N개의 주파수 변환부를 생성하고 각각 linear phase demodulation와 Fine FO/ phase offset 보정부를 거친 값들 중 누적 vector가 최대가 되는 경로를 선택하는 switch부를 포함하여야 한다.

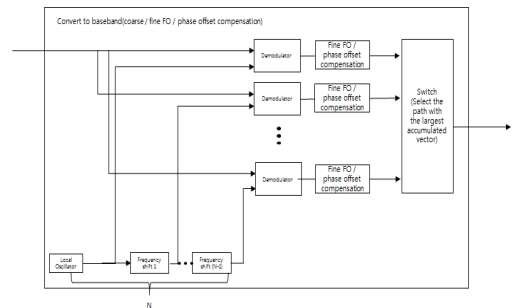


그림 6. 기저대역 변환부 구성도
Fig. 6. Block diagram of baseband converter

기지대역 변환부 내 demodulator는 일반적인 quadrature demodulator를 사용하며 수신 신호와 local oscillator를 이용하여 I-Q channel에 대해 각각 기저대역 주파수로 변환한 후 적분 및 down-sampling을 수행한다.

Fine FO/Phase offset 보정부는 앞서 설명한 누적 값에 의한 보상 방식으로 그림 7과 같다.

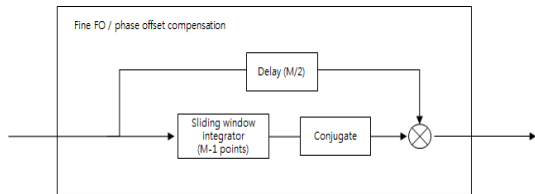


그림 7. Fine FO/Phase offset 보정부
 Fig. 7. Compensation block of fine FO/phase offset

종합하면, 수신 신호는 다른 N개의 주파수를 갖는 local oscillator를 이용하여 N개의 demodulator를 통해 N개의 결과 값이 나오며 각각 fine FO/phase offset 보정부를 거치게 된다. Fine FO/phase offset 보정부에서는 연속 M-1개의 심볼을 누적한 후 중간 심볼인 M/2에 대해 위상 보정을 수행한다(M은 2의 배수). 위상 보정된 N개의 값 중 누적 vector가 최대인 값 1개를 최종 보정/수신 신호로 결정함으로써 coarse FO, fine FO, phase offset을 동시에 보정한다. 보정/수신된 신호를 역 확산 등 디지털 신호처리를 수행한다.

V. 분석

본 논문에서 제안하는 변조 비콘 수신기의 성능을 분석하기 위해서 데이터 D(t)에 대해 BER(Bit Error Ratio)를 측정하였다. Matlab Simulink로 성능분석을 수행하였으며 chip rate, coarse FO, fine FO, doppler rate에 대해

표 1. 시뮬레이션 변수
 Table 1. Simulation parameters

Parameters	Values
Modulation index (θ)	0.3 / 0.6 / 0.9 / 1.2
D(t) rate	500 bps
Chip rate	500 * 25 cps
Center Frequency (f_c)	10 ⁵ Hz
The number of accumulation	63 / 125 / 188
Coarse frequency offset interval	100 Hz
Coarse frequency offset	2100 Hz
Doppler rate	210 Hz/s
Phase offset	Uniform random variable

서는 1/10 scaling을 적용하였다. 상세 시뮬레이션 변수는 표 1과 같다. Coarse FO는 1/10 scaling을 적용하였기 때문에 100Hz 간격으로 수행한다. 누적 수(the number of accumulation)가 증가할수록 AWGN에 대한 영향은 줄어드는 반면 누적 기간 동안 발생하는 위상 회전 각도는 커진다. 예를 들어, Coarse FO를 1KHz 간격으로 보정할 경우 최대 +500Hz의 주파수 offset을 갖게 되고, chip rate가 125kcps일 경우, 1/2 chip 심볼 당 최대 회전 각도는 $500\text{Hz} \cdot \left(\frac{0.5}{125k}\right) \cdot 2\pi$ 가 되고 약 0.72도 회전이 발생한다. 125 심볼을 누적할 경우 처음 심볼과 125번째 심볼의 위상차는 약 90도가 발생하며 시뮬레이션에서 적용한 63 누적, 188 누적에 대해서는 각각 약 45.36도, 135.36도 회전이 발생한다. 변조 지수에 의한 영향은 그림 8와 같다. 변조 지수가 커질수록 CW 신호의 세기는 감소하는 반면 TOD의 세기는 커진다. 변조 지수에 따른 이론 BER와 시뮬레이션 BER은 그림 9과 같다.

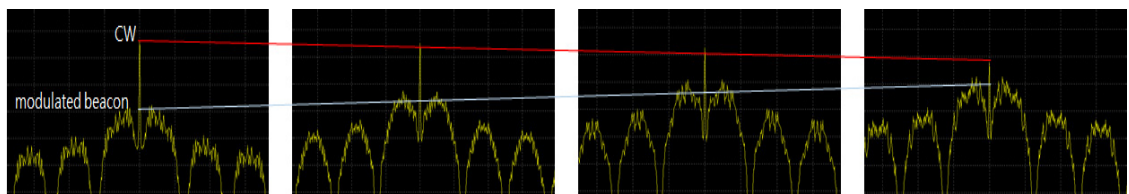


그림 8. (a) 0.3 변조 지수 (b) 0.6 변조 지수 (c) 0.9 변조 지수 (d) 1.2 변조 지수
 Fig. 8. (a) 0.3 modulation index (b) 0.6 modulation index (c) 0.9 modulation index (d) 1.2 modulation index

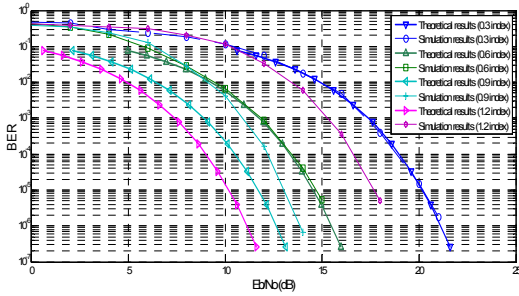


그림 9. 변조 지수에 따른 이론 BER과 시뮬레이션 BER
Fig. 9. BER curve of theoretical results and simulation results with varying modulation index

그림 9을 보면 변조 지수가 0.3일 때는 이론치와 비슷한 결과를 얻었음을 알 수 있다. 이 결과는 변조 지수가 0.6일 때까지 이론치와 비슷한 결과를 얻을 수 있는 반면 변조 지수가 0.9일 때는 이론치와의 차이가 약 2 dB 존재한다. 변조 지수가 1.2일 때는 약 8 dB의 이론치와의 차이가 존재한다.

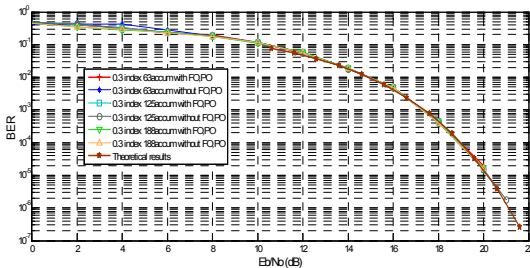


그림 10. 변조 지수가 0.3일 때 누적 개수에 따른 BER
Fig. 10. BER curve of 0.3 modulation index with varying the number of accumulation

변조 지수 별 누적 개수의 영향에 대해 알아보면, 그림 10은 변조 지수가 0.3일 때 누적 개수가 63, 125, 188인 경우와 FO, PO의 존재 여부에 따른 BER 성능을 보여준 것이다. 결과에서 볼 수 있듯이 누적 개수와 FO, PO의 존재 여부와 상관없이 이론치와 근접한 결과를 얻을 수 있다. 이는 하드웨어 적으로 63개의 누적만으로 이론치와 비슷한 성능을 얻을 수 있음을 의미한다.

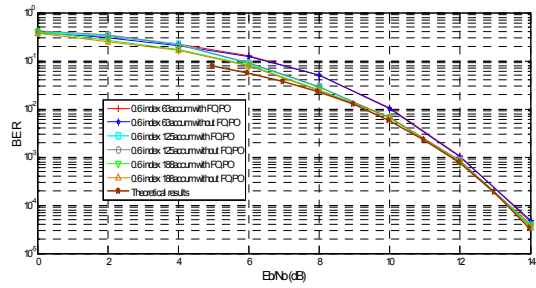


그림 11. 변조 지수가 0.6일 때 누적 개수에 따른 BER
Fig. 11. BER curve of 0.6 modulation index with varying the number of accumulation

그림 11은 변조 지수가 0.6일 때 누적 개수가 63, 125, 188인 경우와 FO, PO의 존재 여부에 따른 BER 성능을 보여준 것이다. 결과에서 보면 알 수 있듯이 누적 개수가 커질수록 이론 치와 비슷함을 볼 수 있다. 누적 개수가 증가할수록 AWGN 영향이 작아지기 때문에 주파수 보상하는데 오류가 줄어들기 때문이다. 변조 지수가 0.6인 변조 비콘을 사용할 경우 수신기에서 이론 치와 비슷한 성능을 얻으려면 188개 정도의 누적 수신기를 구현해야 함을 의미한다.

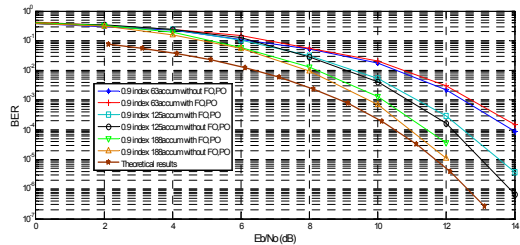


그림 12. 변조 지수가 0.9일 때 누적 개수에 따른 BER
Fig. 12. BER curve of 0.9 modulation index with varying the number of accumulation

그림 12는 변조 지수가 0.9일 때 누적 개수가 63, 125, 188인 경우와 FO, PO의 존재 여부에 따른 BER 성능을 보여준 것이다. 변조 지수가 0.9일 때는 이전과 다르게 이론 치와 최대 약 4 dB 만큼 차이가 나는 경우(누적 개수가 63개 일 때)가 발생한다. 누적 개수가 커질수록 이론 치와 근접하지만 188개를 누적할 경우 FO, PO가 존재할 때 1 dB 만큼의 차이는 존재한다. 즉, 변조 지수가 0.9일 경우는 누적 개수를 증가해야하므로 하드웨어적 단점이 존재한다.

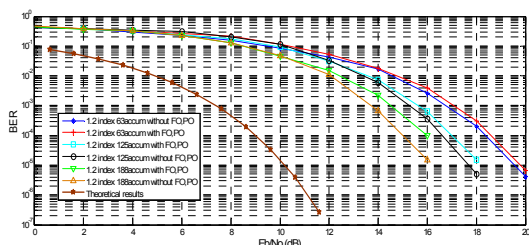


그림 13. 변조 지수가 1.2일 때 누적 개수에 따른 BER
 Fig. 13. BER curve of 1.2 modulation index with varying the number of accumulation

그림 13는 변조 지수가 1.2일 때 누적 개수가 63, 125, 188인 경우와 FO, PO의 존재 여부에 따른 BER 성능을 보여준 것이다. 결과를 보면 알 수 있듯이 누적 개수를 증가시켜도 이론 치와는 상당한 차이가 존재한다. 이는 제안 방안이 변조 지수가 1.2 일 때는 한계가 있음을 의미한다.

VI. 결론

본 논문에서는 위성 변조 비콘이 위성 내 local oscillator와 지상 수신기의 local oscillator 간의 특성 차이로 인한 coarse FO와 위성의 자세제어에 의한 fine FO(doppler frequency offset), 그리고 지상 수신기에서의 phase offset에 의해 성장도가 회진 및 흐트러지게 되는데 이를 한 번에 보정 및 복조하기 위해 2위상 특성을 이용한 방안과 하드웨어 구성도를 제안 및 분석하였다. 시뮬레이션을 통해 변조 지수가 작을수록 이론 치와 비슷한 결과를 확인하였고 변조 지수가 커질수록 이론치와 차이가 나는 것을 알 수 있었다. 또한, 제안하는 방식을 사용하기 위해서는 신호 누적이 필요한데 변조 지수가 작을수록 누적 개수의 영향을 적게 받아 하드웨어 적으로 간단해질 수 있음을 확인하였다.

References

[1] Simon, M. K., Omura, J. K., Scholtz, R. A., and Levitt, B. K, Spread Spectrum Communications, Vols. 1-3. Rockville, MD: Computer Science Press, 1985.

[2] Torrieri, D. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems. New York: Springer Science+Business Media, 2005.

[3] H.B. Ahn, C. K. Kim, J. S. No, J. S. Park, H. Y. Song, S. W. Han, "The Higer-Order-Modulated Slow-Frequency-Hopping Spread-Spectrum System over AWGN under Partial-Band Jamming," JKICS, vol. 42, no. 01, pp. 14-24, 2017.

[4] K. S. Kang, C. S. Sin, S. W. Kim, "Mutual Coupling Compensation and Direction Finding For Anti-jamming 3D GPS Antenna Array," JKICS, vol. 42, no. 04, pp. 723-730, 2017.

[5] S.H. Lim, S. M. Han, J. S. Lee, J. W. Choi, "Tactical Beamforming for Anti-jamming Under Limited Feedback," JKICS, vol. 41, no. 11, pp. 1410-1413, 2016.

[6] J.Y. Jeong, J.H. Park, J.M. Woo, "Design of active beam steering antenna mounted on LEO small satellite," The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication (IIBC), vol. 16, no. 5, pp. 197-203, 2016.

[7] A.L. Pera, M. Parisse, K.E. Kim, K.K. Kim, "Dehop rehop transponder unit," in Proc. 24th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, pp. 777-782, San diego, California, June 2006.

저자 소개

최 철 희(정회원)



- 2015.03 ~ 현재 : 국방과학연구소 연구원
- 2007.03 ~ 2013.02 : 한양대학교 전자통신학부 학사
- 2013.03 ~ 2015.02 : KAIST 전기 및 전자공학부 석사