

항법위성에서의 센티미터급 보강 신호의 전송을 위한 최대길이수열 기반 직교 변조 기법

신 장 환*, 임 덕 원*, 안 재 민^o

Orthogonal Modulation Scheme Based on Maximum Length Sequence for Transmission of Centimeter-Level Augmentation Signals from Navigation Satellites

Jang-hwan Shin*, Deok-won Lim*, Jae-min Ahn^o

요 약

항법위성에서의 센티미터급 보강 신호의 전송을 위하여 최대길이수열 기반 직교 변조 기법을 제안한다. 최대길이수열이 갖는 자기상관과 균형 특성으로 인하여 순환형 하다마드 행렬을 생성할 수 있으며 이를 통해 직교 변조 코드를 정의할 수 있다. 보강 신호는 수신기에서의 상관연산의 처리 이득을 높이기 위한 직교 변조 코드의 반복을 통하여 전송된다. 보강 신호의 심볼 오류 확률 성능에 대한 시뮬레이션 결과를 통하여 최대길이수열 기반 직교 변조 기법이 LEX CSK와 비교하여 낮은 수신기 연산량으로도 동일한 심볼 검출 성능을 가질 수 있으며 고속의 데이터 전송률을 확보하기 위한 성능 열화가 BPSK 변조 기법보다 0.3 dB 만큼 작게 나타남을 확인하였다.

Key Words : Orthogonal Modulation, Maximum Length Sequence, Cyclic Shift Keying, Satellite Navigation, Augmentation Signal

ABSTRACT

An orthogonal modulation scheme based on the maximum length sequence is proposed for transmission of centimeter-level augmentation signals from navigation satellite. The autocorrelation and balance properties of the m-sequence enable one to construct a cyclic-type Hadamard matrix from which orthogonally modulated codes can be defined. The augmentation signals are transmitted by repetition of the orthogonally modulated code, which increases the processing gain of correlator at the receiver. The simulation results on the symbol error rate performances of the augmentation signals show that the proposed scheme has equal symbol detection performances with less receiver computation for symbol demodulation compared to the LEX CSK. The analysis of the performance degradation to achieve higher data rate shows that the proposed scheme has a performance degradation of 0.3 dB less than the BPSK modulation scheme.

※ 본 연구는 충남대학교 학술연구비에서 지원하여 수행되었습니다.

• First Author : Dept. of Radio Science and Information Communications Engineering, Chungnam National University, jhshin@o.cnu.ac.kr, 학생(석사), 학생회원

o Corresponding Author : Dept. of Radio Science and Information Communications Engineering, Chungnam National University, jmahn@cnu.ac.kr, 정교수, 종신회원

* Korea Aerospace Research Institute, dwlim@kari.re.kr

논문번호 : 202003-072-C-RN, Received March 31, 2020; Revised April 13, 2020; Accepted April 14, 2020

1. 서 론

독자적 광역위성항법시스템(Global Navigation Satellite System, GNSS)을 개발, 운용하고 있는 지역에서는 오랜 시간 동안 GNSS 신호가 제공하는 위치 정보의 정밀도를 향상시키기 위한 연구를 진행해왔다¹⁾. 이에 따라 동일 위성을 통해 기존의 측위 신호 이외에도 위치 정보의 보정을 위한 부가 신호의 전송이 고려되었으며 이를 위해서는 항법위성의 일반적인 데이터 전송률인 50-150 bps 수준을 넘어선 고속의 데이터 전송률이 보장되어야 한다. 예를 들어 일본의 QZSS(Quasi-Zenith Satellite System)는 직교 변조 방식의 일종인 CSK(Cyclic Shift Keying)를 채용한 LEX(L-band EXperimental) 신호를 새로 제안하였다. LEX CSK는 기본 확산 코드의 순환이동으로 생성한 직교 변조 코드와 심볼 복조 과정의 기준 타이밍 획득을 위한 파일럿 코드를 매 칩 단위로 시간 멀티플렉싱하여 전송함으로써 채널 전송속도 2000 bps를 달성하였으며 이를 통해 항법위성이 제공하는 위치 정보의 센티미터급(centimeter-level) 초정밀 보정을 수행하였다. 그러나 LEX CSK는 수신 심볼의 복조를 위하여 수신된 직교 변조 코드와 모든 순환이동 값에 대한 후보 코드와의 긴 칩 단위 상관연산으로 인하여 수신기 복잡도가 높아지는 문제점이 존재한다²⁻⁴⁾.

한편 한국형위성항법시스템(Korea Positioning System, KPS)의 도입이 가시화됨에 따라 KPS 항법위성의 후보 송신대역 중 L6 대역에서의 센티미터급 보강 신호의 전송을 위한 독자적 대역확산코드 설계의 필요성이 제기되었다. 따라서 본 논문에서는 KPS 항법위성에서의 데이터 전송률 증대를 위하여 최대길이수열(Maximum Length Sequence, MLS)를 기반으로 하는 직교 변조 방식을 대역확산코드로 채용한 위성항법 신호의 심볼 복조 성능 및 수신기 구현 복잡도를 제시한다. 최대길이수열 기반 방식은 최대길이수열의 변형을 통해 생성된 코드를 직교 변조를 위한 기본 확산 코드로 제시하기 때문에 LEX CSK와 비교하여 짧은 주기를 갖는 직교 변조 코드를 생성할 수 있으며 이를 통해 LEX CSK의 문제점이었던 심볼 복조를 위한 상관연산량이 크게 나타나는 현상을 극복할 수 있다. 또한 미래 활용성 증대 차원에서 4000 bps를 넘는 채널 전송속도의 추가적인 향상을 위하여 LEX CSK와 최대길이수열 기반 방식의 심볼당 변조 비트 수의 가변을 통한 직교 변조 심볼의 생성 및 복조 방법을 제시한다.

서론에 이어 2장에서는 목표 채널 전송속도를 달성

하기 위한 LEX CSK와 최대길이수열 기반 방식의 직교 변조 심볼의 생성 및 복조 방법에 대하여 서술하고 3장에서는 두 방식을 복조 성능과 수신기 연산량 측면에서 비교하고 4장에서 결론을 제시한다.

II. 직교 변조 심볼의 생성 및 복조

2.1 LEX CSK 직교 변조 심볼의 생성 및 복조

2.1.1 변조 심볼의 생성

본 논문에서는 4000 bps 이상의 채널 전송속도를 갖는 LEX CSK 신호의 생성을 위하여 [4]에서 제시된 수신 심볼의 기준 타이밍 획득을 위한 파일럿 코드를 배제한 직교 변조 심볼의 생성 및 복조 과정을 서술한다.

LEX CSK 신호는 오류정정부호가 적용된 비트열을 자연수로 표현한 값을 기본 확산 코드의 순환이동량으로 지정하여 직교 변조 코드를 생성한다. 식 (1)은 각기 다른 정보 소스로부터 생성된 두 개의 서로 다른 직교 변조 코드를 나타낸다.

$$c_{CSK,d,i}[n] = \begin{cases} c_{CSK}[(n+d_1)\%N] & (0 \leq n < N) \\ c_{CSK}[(n+d_2)\%N] & (0 \leq n < N) \end{cases} \quad (1)$$

여기서 $c_{CSK}[n](0 \leq n < N)$ 는 CSK 직교 변조를 위한 기본 확산 코드로서 주기 N 을 갖는다. LEX CSK 신호는 초당 250 심볼을 전송하여 칩률 5.115 Mcps를 갖도록 설계되어 있으며 4 msec의 심볼 주기 동안 20460 칩을 전송한다. 다만 본 논문에서 제시하는 LEX CSK는 4000 bps 이상의 채널 전송속도를 달성하기 위하여 두 개의 직교 변조 코드를 한 심볼 내에 매 칩 단위로 멀티플렉싱하여 전송하기 때문에 N 의 값은 20460의 절반인 10230을 사용한다. d_1, d_2 는 기본 확산 코드의 순환이동량을 지정하기 위한 인덱스로서 $[0, 2^K - 1]$ 범위의 값을 갖고 %는 modulo 연산을 나타낸다. K 는 소스가 갖는 정보를 표시하기 위한 심볼당 변조 비트 수로서 4000-5000 bps의 채널 전송속도를 달성하기 위하여 [8, 10] 범위의 값을 갖는다. 그림 1은 LEX CSK 직교 변조 심볼 송신기 블록도를 나타내며 송신 심볼 $s[n]$ 을 다음의 식 (2)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} s[2n] &= c_{CSK,d,1}[n], & n &= 0, 1, \dots, N-1 \\ s[2n+1] &= c_{CSK,d,2}[n], & n &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (2)$$

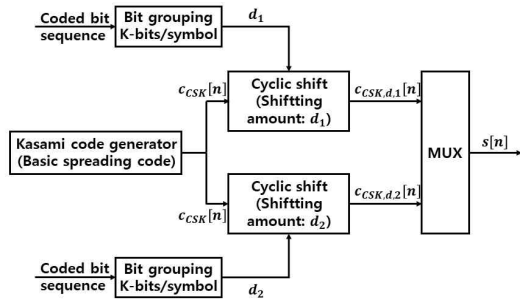


그림 1. LEX CSK 변조 심볼 송신기 블록도
Fig. 1. Block diagram of LEX CSK modulator.

$s[n]$ ($0 \leq n < 2N-1$)은 두 개의 서로 다른 직교 변조 코드를 매 칩 단위로 멀티플렉싱하여 생성한 송신 심볼이며 20460의 칩 길이를 갖는다.

2.1.2 수신 심볼의 모델링

항법위성에서의 직교 변조 심볼은 수신기 주변의 구조물과 산란 환경의 영향으로 다중경로 채널을 통한 수신을 겪게 된다. 이에 따라 수신 심볼 $r[n]$ 은 다중경로 채널의 특성을 고려하여 식 (3)과 같이 모델링 될 수 있다^[5].

$$r[n] = \sum_{l=0}^{L-1} g_l s[n - \tau_l] + w[n] \quad (3)$$

여기서 g_l 과 τ_l 은 각각 l -번째 수신 경로의 복소수 이득과 수신 지연 시간을 의미하며 L 은 수신기에서 구분 가능한 다중 경로의 총 개수를 나타낸다. $w[n]$ 은 수신기 입력단에서 발생하는 열잡음으로서 가산성 백색잡음(Additive White Gaussian Noise, AWGN)의 통계적 특성을 따르며 평균 0, 잡음전력밀도 N_0 를 갖는다. 다만 본 논문은 고속의 데이터 전송률을 얻기 위한 심볼당 변조 비트 수 K 값의 변화에 따른 직교 변조 방식의 성능비교에 중점을 두고 있기 때문에 수신 심볼을 식 (4)와 같이 간략화된 형태로 간주한다.

$$r[n] = g_0 s[n] + w[n] \quad (4)$$

$$CNo = 10 \log_{10} \left(\frac{(g_0 s[n])^2}{N_0} \right)$$

식 (4)의 $r[n]$ 은 다중경로 채널의 특성이 없는 AWGN에 의한 영향만이 존재하는 채널을 겪는 수신 심볼이며 시뮬레이션 수행을 위한 CNo 는 수신기 입력단에서 측정되는 신호 전력과 잡음전력밀도의 관계

로 나타낼 수 있다.

2.1.3 LEX CSK 심볼의 복조

수신된 LEX CSK 심볼의 복조과정을 설명하기 위하여 심볼 획득 및 동기 추적이 완벽히 이루어졌다고 가정한다.

수신 심볼의 복조는 수신 심볼 구간에서 매 칩 단위로 관찰되는 두 개의 직교 변조 코드가 어떤 것인지를 검출하는 과정으로서 직교 변조 코드를 생성하기 위하여 송신기에서 사용된 CSK 기본 확산 코드의 순환이동량 d_1, d_2 의 값을 찾음으로써 수행된다.

수신기는 관찰된 두 개의 직교 변조 코드가 갖는 순환이동량을 찾기 위하여 각각의 직교 변조 코드와 2^K 개의 후보 코드간의 상관 값을 계산하고 최대의 상관 값을 갖도록 하는 후보 코드를 선택한다. 다음의 식 (5)는 이상에서 서술한 LEX CSK 심볼 복조 과정을 설명하고 있다.

$$y[k_1] = \sum_{n=0}^{N-1} r[2n] c_{CSK, k_1}[n]$$

$$y[k_2] = \sum_{n=0}^{N-1} r[2n+1] c_{CSK, k_2}[n] \quad (5)$$

$$c_{CSK, k_1}[n] = c_{CSK}[(n+k_1)\%N]$$

$$c_{CSK, k_2}[n] = c_{CSK}[(n+k_2)\%N]$$

여기서 $c_{CSK, k_1}[n]$ 와 $c_{CSK, k_2}[n]$ 는 각각 CSK 기본 확산 코드를 k_1, k_2 만큼 순환이동시킨 후보 코드로서 상관연산을 위하여 수신 심볼 구간에서 관찰된 두 개의 직교 변조 코드에 각각 곱해지며 k_1, k_2 는 $[0, 2^K - 1]$ 범위의 값을 갖는다. 수신기는 상관연산으로 얻어진 $y[k_1]$ 와 $y[k_2]$ 들 중 최댓값을 갖도록 하

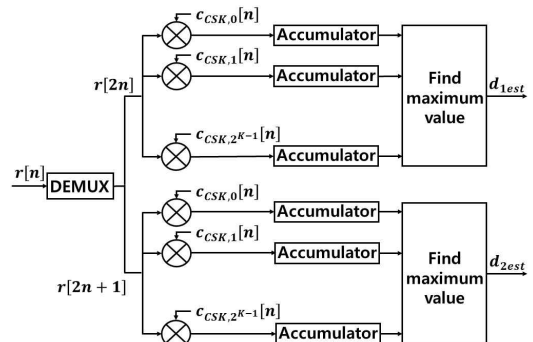


그림 2. LEX CSK 수신기 블록도
Fig. 2. Block diagram of LEX CSK receiver.

는 인덱스 k_1, k_2 를 결정함으로써 식 (6)과 같이 심볼 복조를 완수한다.

$$\begin{aligned} d_{1cst} &= \operatorname{argmax}\{y[k_1]\} \\ d_{2cst} &= \operatorname{argmax}\{y[k_2]\} \end{aligned} \quad (6)$$

그림 2는 식 (5)와 (6)에서 제시된 LEX CSK 수신기 구조의 블록도를 보이고 있다.

2.2 최대길이수열 기반 직교 변조 심볼의 생성 및 복조

2.2.1 변조 심볼의 생성

최대길이수열 기반 직교 변조 신호의 생성 과정을 설명하기 위하여 다음과 같은 기본 확산 코드를 정의한다. $c_{MLS}[n] (0 \leq n < M)$ 는 선형캐환쉬프트레지스터(Linear Feedback Shift Register, LFSR)의 출력인 PN 코드 중 최대 주기를 갖는 코드로서 최대길이수열 기반 직교 변조를 위한 기본 확산 코드로 사용된다. M 은 기본 확산 코드의 주기로서 $M=2^S-1$ 과 같은 관계식으로 나타난다. 여기서 S 는 LFSR의 state 개수로서 소스가 갖는 정보를 표시하기 위한 심볼당 변조 비트 수와 동일한 값을 가지며 LEX CSK와 최대길이수열 기반 방식을 비교하기 위하여 $S=K$ 의 관계식을 갖는다.

최대길이수열 기반 직교 변조 심볼을 구성하는 직교 변조 코드의 생성을 위하여 그림 3과 같은 직교 변조 행렬을 제시한다⁶⁾.

그림 3에서 제시된 $(M+1) \times (M+1)$ 직교 변조 행렬의 첫 번째 행과 열의 모든 요소는 +1으로, 나머지 행렬의 요소는 기본 확산 코드가 순환이동된 형태로 나타난다. 직교 변조 행렬의 $(e+1)$ -번째 행 ($e=0, 1, \dots, M$)이 나타내는 코드는 한 심볼을 구성하는 직교 변조 코드이며 $c_{MLS,e}[n] (0 \leq n < M+1)$ 으로 표현된다. 이와 같은 직교 변조 행렬로 생성된 직교 변조 코드의 집합은 기본 확산 코드가 갖는 자기상관 특성과 균형 특성으로 인하여 서로 간의 직교성

$$\begin{pmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & \dots & +1 \\ +1 & c_{MLS}[0] & c_{MLS}[1] & c_{MLS}[2] & c_{MLS}[3] & \dots & c_{MLS}[M-1] \\ +1 & c_{MLS}[M-1] & c_{MLS}[0] & c_{MLS}[1] & c_{MLS}[2] & \dots & c_{MLS}[M-2] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ +1 & c_{MLS}[1] & c_{MLS}[2] & c_{MLS}[3] & c_{MLS}[4] & \dots & c_{MLS}[0] \end{pmatrix}$$

그림 3. 직교 변조 행렬
Fig. 3. Matrix of orthogonal modulation.

이 보장되기 때문에 수신기에서 후보 코드들과의 상관연산만으로 직교 변조 코드를 검출할 수 있다.

송신기는 오류정정부호가 적용된 비트열을 S 비트 단위 그룹으로 묶어 $[0, 2^S-1]$ 범위의 값을 갖는 e 를 생성하고 $e+1$ 를 직교 변조 행렬의 행 인덱스로 지정하여 직교 변조 코드를 생성한다. 최대길이수열 기반 직교 변조 신호는 초당 500 심볼을 5.115 Mcps의 칩률로 전송하도록 설계되고 심볼 주기는 2 msec, 심볼당 칩수는 10230 칩이다. 이에 따라 한 심볼 구간 동안 $M+1$ 칩 길이의 $c_{MLS,e}[n]$ 를 10230 칩 길이에 맞추어 반복적으로 전송하게 된다. 이 때 $c_{MLS,e}[n]$ 의 반복횟수는 $\lfloor N_{OM}/(M+1) \rfloor$ 이고 $c_{MLS,e}[n]$ 의 $N_{OM}-(M+1) \times \lfloor N_{OM}/(M+1) \rfloor$ 칩 만큼이 부분 반복된다. 여기서 N_{OM} 은 송신 심볼의 길이를 나타내며 한 심볼 구간의 칩 수인 10230의 값을 갖는다. 이처럼 직교 변조 코드의 반복으로 생성한 송신 코드를 $c_{OM,e}[n] (0 \leq n < N_{OM})$ 으로 정의한다. 한편 송신 코드는 매 $M+1$ 칩 단위의 직교 변조 코드의 반복에 의하여 주기성을 갖게 되고 이는 주파수 스펙트럼의 규칙성을 발생시킨다. 이를 제거하기 위하여 PN 코드의 일종인 Weil code 또는 Truncated gold code로 스크램블 코드를 생성하고 이를 $c_{scr}[n] (0 \leq n < N_{OM})$ 으로 정의한다. 스크램블링은 스크램블 코드를 직교 변조 코드의 반복에 의하여 생성된 송신 코드에 곱함으로써 이루어진다. 이상의 과정을 통하여 생성한 송신 심볼은 식 (7)과 같으며 그림 4는 최대길이수열 기반 직교 변조 심볼의 송신기 블록도를 나타낸다.

$$s[n] = c_{OM,e}[n]c_{scr}[n] \quad (7)$$

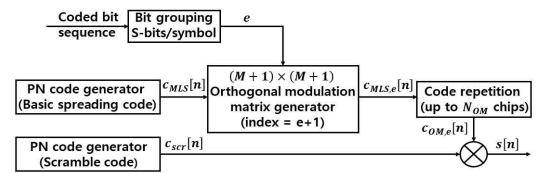


그림 4. 최대길이수열 기반 직교 변조 심볼 송신기 블록도
Fig. 4. Block diagram of Maximum Length Sequence based orthogonal modulation transmitter.

2.2.2 수신 심볼의 모델링

최대길이수열 기반 방식의 직교 변조 심볼은 LEX CSK와 동일한 전송 채널을 거쳐 수신되는 것으로 가정할 수 있기 때문에 수신 심볼을 식 (4)에서 제시한 형태로 간주한다.

2.2.3 최대길이수열 기반 직교 변조 심볼의 복조

LEX CSK와 마찬가지로 최대길이수열 기반 직교 변조 심볼의 복조 과정을 설명하기 앞서 심볼 복조를 위한 심볼 획득 및 동기 추적이 완벽히 이루어졌다고 가정한다.

최대길이수열 기반 방식의 수신 심볼의 복조는 직교 변조 행렬의 각 행이 나타내는 $M+1$ 개의 후보 코드와 수신 심볼 사이의 상관 값을 계산하고 최대의 상관 값을 갖도록 하는 후보 코드를 찾는 과정으로 이루어진다.

수신 심볼의 복조를 위한 상관연산을 수행하기 앞서 스크램블 코드의 영향을 제거하기 위한 과정이 수행되며 이는 식 (8)과 같은 연산으로 이루어진다.

$$y[n] = r[n]c_{ser}[n] \tag{8}$$

여기서 $y[n]$ 은 송신기에서 생성한 스크램블 코드와 동일한 코드를 수신 심볼에 곱함으로써 얻어낸 일차 복조 심볼이다. 수신 심볼의 복조는 일차 복조 심볼과 $M+1$ 개의 후보 코드간의 상관연산으로 수행된다. 다만 일차 복조 심볼은 칩 길이 $M+1$ 의 직교 변조 코드가 반복된 형태로서 칩 길이 N_{OM} 을 갖기 때문에 $M+1$ 의 칩 길이를 갖는 후보 코드와의 상관연산을 위하여 다음의 식 (9)와 같은 누적연산의 과정이 이루어진다.

$$\bar{y}[n] = y[n] + y[n+(M+1)] + \dots + y[n+(R-1)(M+1)] \tag{9}$$

여기서 $\bar{y}[n]$ 은 일차 복조 심볼을 후보 코드의 칩 길이에 맞게 누적한 일차 복조 심볼이며 $M+1$ 의 칩 길이를 갖는다. 일차 복조 심볼은 직교 변조 코드의 부분 반복을 포함하고 있으므로 R 의 값은 n 의 인덱스에 따라 $[0, I-1]$ 범위의 n 에 대해서는 $R = \lfloor N_{OM}/(M+1) \rfloor + 1$, $[I, M]$ 범위에서는 $R = \lfloor N_{OM}/(M+1) \rfloor$ 의 값을 갖는다. 여기서 I 는 2.1절에서 설명한대로 부분 반복되는 직교 변조 코드의 칩 수로서 $I = N_{OM} - (M+1) \times \lfloor N_{OM}/(M+1) \rfloor$ 과 같은 관계식으로 나타난다. 이와 같은 누적연산은 반복된 직교 변조 코드가 선형적으로 더해짐으로써 수신 심볼 중 AWGN 채널의 통계적 특성을 갖는 잡음 성분 대비 신호 성분의 영향을 높일 수 있기 때문에 상관연산의 처리 이득을 향상시키는 효과를 가져온다.

식 (9)의 $\bar{y}[n]$ 에 대한 후보 코드와의 상관연산은 다음의 식 (10)과 같이 이루어진다.

$$D[m] = \sum_{n=0}^M \bar{y}[n]c_{MLS_m}[n] \tag{10}$$

여기서 $c_{MLS_m}[n]$ 는 그림 3에서 제시한 직교 변조 행렬의 m 번째 행이 나타내는 후보 코드로서 상관연산을 위하여 $\bar{y}[n]$ 에 곱해진다. m 은 $[1, M+1]$ 범위의 값을 갖는다. 상관연산 이후의 최대의 상관 값을 보이는 후보 코드의 결정 과정은 식 (11)과 같이 이루어지며 그림 5는 이상의 과정에서 제시한 최대길이수열 기반 직교 변조 심볼의 수신기 블록도를 보이고 있다.

$$m_{est} = \operatorname{argmax}\{D[m]\} \tag{11}$$

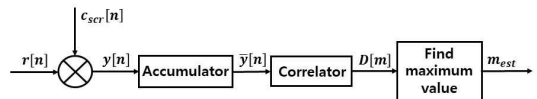


그림 5. 최대길이수열 기반 직교 변조 심볼 수신기 블록도
Fig. 5. Block diagram of Maximum Length Sequence based orthogonal modulation receiver.

III. 시뮬레이션 결과 및 분석

3.1 성능 비교 조건

LEX CSK와 최대길이수열 기반 직교 변조 방식을 수신 성능과 수신기 복잡도 측면에서 비교하였으며 비교 결과를 각각 심볼오류확률(Symbol Error Rate, SER)에 대한 시뮬레이션 분석과 심볼 복조를 위한 수신기 연산량으로 제시하였다.

수신 성능과 수신기 복잡도 측면에서의 비교를 위한 파라미터로서 LEX CSK와 최대길이수열 기반 방식의 심볼 전송률을 각각 250 sps(symbol per second), 500 sps으로 적용하였으며 두 방식의 칩률은 5.115 Mcps으로 동일한 값을 적용하였다. 심볼당 비트 수 K, S 는 4000-5000 bps의 채널 전송속도를 달성하기 위하여 $[8, 10]$ 범위의 값을 갖도록 하였다. LEX CSK의 기본 확산 코드는 10230의 칩 길이를 갖는 kasami code를 사용하였으며 송신 심볼은 식 (2)와 같이 두 개의 소스가 전송하는 각각의 직교 변조 코드를 매 칩 마다 시간 멀티플렉싱하여 생성함으로써 칩 길이 20460을 주기로 갖도록 하였다. 최대길이수열 기반 방식의 기본 확산 코드는 LFSR의 출력 코드로, 스크램블 코드는 Weil code 또는 Truncated gold

code로 생성하였으며 송신 심볼은 칩 길이 10230을 주기로 갖는다.

수신 심볼의 모델링을 위하여 두 방식의 송신 심볼이 AWGN의 통계적 특성을 갖는 채널을 겪어 수신된다고 가정하였으며 식 (4)에서 제시한 형태로 간주하였다.

수신기 연산량의 비교는 LEX CSK 기준으로 4 msec의 주기를 갖는 수신 심볼 한 개의 복조에 필요한 복소수 덧셈 연산량을 추정하여 제시하였다. 다만 최대길이수열 기반 방식은 수신 심볼 한 개가 2 msec의 주기를 갖기 때문에 LEX CSK와 동일한 시간 동안의 수신기 연산량 비교를 위하여 수신 심볼 두 개의 복조에 필요한 연산량으로 계산하였다.

3.2 SER 성능 비교

두 방식의 SER 성능 비교는 오류정정부호가 적용되지 않은 정보 비트 열에 의해 생성된 수신 심볼의 검출 오류 확률을 비교하는 것으로 하였다. 두 방식에서 4 msec 구간의 수신 심볼이 나타내는 정보 비트 수는 $2 \times K$ 로 동일하기 때문에 심볼 검출 오류에 의한 비트 오류의 발생 형태가 동일하게 나타난다. 따라서 두 방식의 정보 비트 열에 동일한 오류정정부호를 적용할 수 있으며 심볼 검출 오류 확률의 비교만으로도 비트 검출 오류 확률의 비교가 가능하기 때문에 이러한 방식으로 비교를 수행하였다.

두 방식의 수신 심볼의 검출 오류 확률은 수신 심볼과 후보 코드들 사이의 상관 값 중 최대의 상관 값을 나타내는 후보 코드와 송신기에서 생성한 직교 변조 코드의 일치 여부를 판정함으로써 계산된다. 이를 수행하기 위하여 LEX CSK 방식은 식 (6)에서 결정한 인덱스 d_{1est}, d_{2est} 와 식 (1)에서 설명한 기본 확산 코드의 순환이동량을 지정하기 위한 인덱스 d_1, d_2 간의, MLS 기반 방식은 식 (11)의 m_{est} 와 직교 변조 행렬의 행 번호 $e+1$ 간의 일치 여부를 판정한다.

그림 6과 그림 7은 각각 LEX CSK 방식과 MLS 기반 방식의 목표 채널 전송속도에 따른 SER 성능을 보이고 있다. 그림 6과 그림 7에서 볼 수 있는 것처럼 MLS 기반 방식이 LEX CSK 방식과 동일한 SER 성능을 보임을 확인할 수 있다.

표 1은 목표 채널 전송속도에 따른 5% SER을 얻기 위한 두 방식의 CNo 값을 정리해서 보이고 있다. 표 1에 정리된 결과로부터 목표 채널 전송속도가 높을수록 두 방식의 SER 성능 열화가 발생함을 확인할 수 있다. 높은 채널 전송속도를 달성하기 위해서는 각

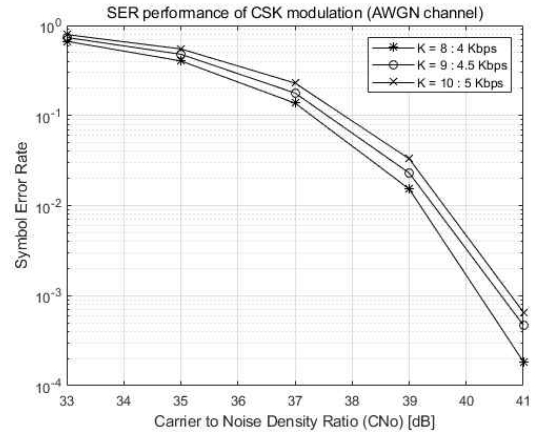


그림 6. LEX CSK 변조 방식의 SER 성능
Fig. 6. SER performance of LEX CSK modulation.

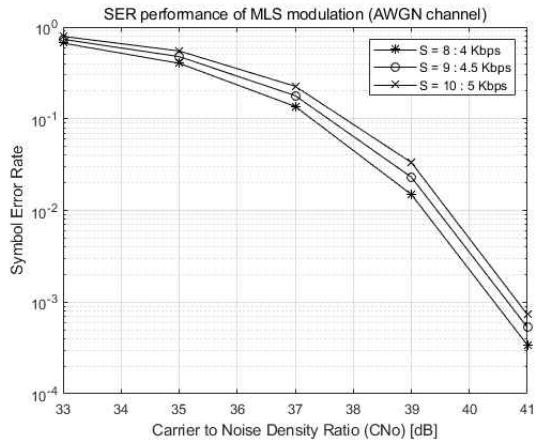


그림 7. 최대길이수열 기반 직교 변조 방식의 SER 성능
Fig. 7. SER performance of Maximum Length Sequence based modulation.

표 1. 변조 방식별 목표 채널 전송속도에 따른 5% SER 획득을 위한 CNo [dB] 비교

Table 1. Comparison of CNo [dB] to obtain 5% SER for each modulation scheme.

data rate [bps]	LEX CSK	MLS
4,000	37.92	37.9
4,500	38.29	38.28
5,000	38.6	38.6

방식의 송신 심볼이 나타내는 정보 비트 수 K, S 의 값이 [8, 10] 범위에서 변화되어야 한다. 변화된 비트 수는 후보 코드의 개수를 2의 거듭제곱 배수만큼 증가시키고 수신 심볼과 후보 코드들 사이의 상관 값의 개수도 증가된 후보 코드의 개수에 비례하여 증가된다. 상관 값의 개수 증가로 인하여 최대의 상관 값을

결정하기 위한 탐색 대상이 늘어나 심볼 검출 오류의 발생 가능성이 높아지기 때문에 목표 채널 전송속도가 높을수록 SER 성능 열위를 보이는 것이다. 그러나 이러한 성능 열화에도 불구하고 4000 bps에서 5000 bps로의 전송속도 향상을 위한 MLS 기반 방식의 SER 성능 열화는 0.7 dB로서 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 변조 방식의 성능 열화인 1 dB 보다 작게 나타남을 알 수 있다.

한편 MLS 기반 방식의 경우 수신 심볼과 후보 코드간의 상관연산을 수행하기 위하여 식 (9)에서 제시된 것과 같은 누적연산으로 상관연산의 처리이득을 향상시킬 수 있기 때문에 표 1에 정리된 바와 같이 목표 채널 전송속도가 4000, 4500 bps일 때 MLS 기반 방식의 SER 성능이 LEX CSK 방식 대비 각각 0.02, 0.01 dB의 미세한 성능 개선 효과를 가짐을 알 수 있다. 이와 달리 목표 채널 전송속도가 5000 bps일 때는 MLS 기반 방식의 SER 성능이 38.6 dB로 LEX CSK 방식과 동일한 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 이는 5000 bps의 채널 전송속도를 갖기 위하여 직교 변조 코드 $c_{MLS_c}[n]$ 의 칩 길이를 2^{10} 으로 늘림으로써 식 (9)에서 제시한 누적연산에 의한 신호 성분의 중첩 횟수가 줄어들어 상관연산의 처리이득 향상 효과가 미약하게 나타나기 때문이다.

3.3 수신기 연산량 비교

수신기 연산량의 비교는 그림 2와 그림 5에서 제시한 LEX CSK와 MLS 기반 방식의 수신기 블록도로부터 각각 4 msec 단위의 수신 심볼의 복조에 필요한 연산량을 추정하여 수행하였다.

그림 2의 LEX CSK 수신기는 일차적으로 디멀티플렉싱을 통하여 수신 심볼에 실린 두 개의 직교 변조 코드를 구분하고 각각의 직교 변조 코드와 2^K 개의 후보 코드간의 상관연산을 수행한다. 상관연산은 직교 변조 코드에 후보 코드를 곱한 후 칩 길이 10230에 대한 누적연산으로 이루어진다. 다만 후보 코드가 PN 코드이기 때문에 실제 곱셈 연산은 직교 변조 코드의 매 칩을 구성하는 비트를 반전하는 로직 연산으로 이루어진다. 이에 따라 상관연산의 실제 연산량은 누적연산에 필요한 복소수 덧셈만으로 계산된다. 상관연산 이후의 과정은 2^K 개의 후보 코드와 수신된 직교 변조 코드간의 상관 값 중 최대값을 찾는 과정으로써 2^K 개의 상관 값의 크기를 계산하는 실수 곱셈과 최대값을 찾기 위한 비교 연산으로 이루어진다.

그림 5에서 제시한 MLS 기반 방식의 수신기는 우

선 수신 심볼에 대한 디스크램블링을 수행한다. 디스크램블링은 수신 심볼에 대한 PN 코드인 스크램블 코드를 곱하는 과정으로써 실제 연산은 LEX CSK의 상관연산과 마찬가지로 비트를 반전하는 로직 연산으로 이루어진다. 이후의 과정은 수신기의 처리 이득을 높이기 위한 반복된 직교 변조 코드에 대한 누적연산이 이루어지며 누적연산량은 직교 변조 코드의 반복 횟수와 부분 반복된 칩 수에 비례하는 복소수 덧셈으로 계산된다. MLS 기반 방식의 상관연산은 누적연산을 거쳐 칩 길이가 $M+1$ 으로 줄어든 이차 복조 심볼과 $M+1$ 개의 후보 코드간의 곱셈 및 누적연산으로 이루어지며 LEX CSK와 마찬가지로 복소수 덧셈만으로 수행된다. 최대의 상관 값을 찾기 위해 필요한 연산량 또한 LEX CSK에서 서술한 것과 동일한 방식으로 계산된다.

표 2에서 목표 채널 전송속도별 4 msec 단위의 심볼 복조를 위해 필요한 두 방식의 덧셈과 곱셈 연산량의 추정값을 비교하였다. 표 2에서 제시된 연산량은 실수 연산량이며 비교 결과로부터 두 방식의 수신기는 동일한 곱셈 연산량이 요구됨을 알 수 있다. 이는 두 방식의 곱셈 연산은 수신 심볼과 후보 코드들 사이의 상관 값 중 최대의 상관 값을 찾기 위한 크기 계산 과정에서만 발생하며 두 방식의 심볼당 변조 비트 수가 $S=K$ 와 같은 관계식을 가짐으로써 상관 값의 개수가 같아져 실수 곱셈 연산량이 동일하게 나타나기 때문이다. 그러나 덧셈 연산량의 경우는 MLS 심볼 수신기 연산량이 LEX CSK 대비 6% 미만으로 나타나고 있음을 확인할 수 있다. 이는 4 msec 단위의 심볼 복조를 위한 MLS 기반 방식의 상관연산은 $M+1$ 의 칩 길이를 갖는 두 개의 이차 복조 심볼을 대상으로 수행되는 반면 LEX CSK 방식은 MLS 기반 방식과 비교하여 상대적으로 긴 10230의 칩 길이를 갖는 두 개의 수신된 직교 변조 코드를 대상으로 상관연산을 수행하기 때문이다.

한편 LEX CSK와 MLS 심볼 수신기는 수신 심볼의 검출을 위하여 모든 후보 코드별 수신 심볼과의 상

표 2. LEX CSK와 MLS 심볼 수신기의 연산량 비교
Table 2. Comparison of the number of calculations in the LEX CSK and MLS symbol receiver.

S	LEX CSK		MLS	
	addn	mult	addn	mult
8	10,476,032	1,024	303,576	1,024
9	20,952,064	2,048	1,090,520	2,048
10	41,904,128	4,096	4,237,272	4,096

관연산량이 매우 크기 때문에 FFT 연산과 같은 고속화 알고리즘을 적용하여 이와 같은 문제점을 극복할 수 있다⁷⁾. 그러나 FFT 연산을 적용하더라도 LEX CSK 수신기는 $10230 \times \log_2 10230$, MLS 수신기는 $M \times \log_2 M$ 만큼 ($M = 2^S - 1, S = 8, 9, 10$)의 복소수 곱셈 연산을 수행하기 때문에 여전히 MLS 수신기의 연산량이 LEX CSK 수신기보다 적게 나타난다.

IV. 결론

위성항법 신호의 고속 데이터 전송을 위한 LEX CSK와 MLS 기반 방식의 직교 변조 심볼의 생성과 복조 방법을 제시하고 두 방식을 AWGN 채널에서의 SER 성능과 심볼 복조를 위한 수신기 연산량 측면에서 비교하였다.

AWGN 채널에서의 SER 성능 비교를 통해 MLS 기반 방식이 기존의 LEX CSK 방식과 동일한 SER 성능을 보임을 확인하였다. 또한 4000 bps에서 5000 bps로의 채널 전송속도 향상을 위한 MLS 기반 방식의 SER 성능 열화는 BPSK 변조 방식 대비 0.3 dB 만큼 작게 나타남으로써 MLS 기반 방식이 직교 변조 방식에 부합하는 성능을 보임을 확인하였다.

수신 심볼의 복조를 위한 수신기 연산량 비교에서는 MLS 기반 방식이 LEX CSK 방식과 비교하여 덧셈 연산량을 크게 줄여 수신기 구현 복잡도를 낮출 수 있음을 확인하였다.

이상의 결과들로 미루어 볼 때 KPS 항법위성에서의 데이터 전송률 증대를 위하여 MLS 기반 방식을 채용한다면 KPS 센티미터급 보강 신호의 전송을 위한 독자적 대역확산코드 설계 기법을 확보할 수 있을 것이다.

References

[1] *Global Positioning System Wide Area Augmentation System (WAAS) Performance Standard*, Federal Aviation Administration, Oct. 2008.

[2] *Quasi-Zenith Satellite System Interface Specification Centimeter Level Augmentation Service (IS-QZSS-L6-001)*, Cabinet Office, Nov. 2018.

[3] *Interface Specification for QZSS (IS-QZSS) Draft V1.6*, Japan Aerospace Exploration

Agency, Nov. 2014.

[4] J. M. Ahn, "Walsh-hadamard code-based orthogonal modulation scheme for higher-rate data transmission from navigation satellites," *J. Inst. Control, Robotics and Systems* (in Korean), vol. 23, no. 8, pp. 699-704, Aug. 2017.

[5] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th Ed, McGraw-Hill, 2008.

[6] H. Y. Song, Feedback Shift Register, "Wiley Encyclopedia of Telecommunications," *A John Wiley and Sons Publication*, vol. 2, pp. 789-802, 2003.

[7] A. Garcia-Pena, P. Paimblanc, D. Salos, O. Julien, M. L. Boucheret, T. Grelier, and L. Ries, "Investigation of CSK as a candidate for future GNSS signals," *EWGNSS 2013*, Munich, Germany, Dec. 2013.

신 장 환 (Jang-hwan Shin)



2019년 8월 : 충남대학교 전파
정보통신공학과 졸업
2019년 9월~현재 : 충남대학교
전자전파정보통신공학과 석
사과정
<관심분야> 위성항법 측위신호
설계

[ORCID:0000-0003-0247-5205]

임 덕 원 (Deok-won Lim)



2004년 2월 : 충남대학교 전자
공학과 졸업
2011년 2월 : 충남대학교 전자
공학과 박사
2011년~현재 : 한국항공우주연
구원 선임연구원
<관심분야> 위성항법 수신기

설계, 항재밍 관련 기술

[ORCID:0000-0002-5154-8063]

안 재 민 (Jae-min Ahn)



1987년 2월 : 서울대학교 전자
공학과 졸업

1989년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 석사

1994년~1999년 : 한국과학기술
원 전기 및 전자공학과 박
사

1994년~1999년 : 삼성전자 선임연구원

2007년~2008년 : 정보통신연구진흥원 차세대이동통
신 사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신 PM

1999년~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 교수

<관심분야> 통신신호설계 및 신호처리

[ORCID:0000-0002-6261-0010]