

제한된 최대 상관전력 값을 갖는 길이 제약된 골드코드 집합의 선택기법에 대한 연구

김승태*, 김갑진*, 송기원*, 안재민^o

Selection Technique of Maximum Correlation Power Limited Gold Code Set of Limited Length

Seung-tae Kim*, Kap-jin Kim*, Ki-won Song*, Jae-min Ahn^o

요약

길이 제한된 잘린 골드코드에서 자기상관 및 상호상관 전력의 최대값이 특정 기준 값 이하로 제한된 코드들을 선택하는 코드선택 기법을 제안한다. 제안하는 코드선택 기법은 상호상관 전력의 최대값을 제한하기 위한 일차 코드 선택과 일차로 선택된 코드들 간의 상호상관 전력의 최대값을 제한하는 2차 코드 선택 과정으로 구성된다. 제안하는 코드 선택 기법을 3GPP 하향링크 코드 생성기에서 생성하는 골드코드에 적용하여 잘린 길이가 10230인 골드코드 집합을 생성한 결과 자기상관 전력 -28 dB, 상호상관 전력 -28 dB 이하를 만족하는 9 개의 코드를 선택할 수 있었고, 상호상관 전력의 최대값을 -27 dB로 상향할 경우 선택된 코드의 수를 49 개로 늘일 수 있었다. 제안하는 코드 선택 방식은 랜덤이진코드 대비 선택된 코드 간의 상호상관 전력의 최대값을 크게 낮출 수 있어 선택된 코드를 이용한 코드 패밀리 구성 시 신호 간 전력 차에 의한 오류 신호획득 가능성을 크게 낮출 수 있을 것으로 기대된다.

Key Words : truncated Gold code, correlation power, code selection, GNSS, maximum correlation power limited

ABSTRACT

A new code selection scheme is proposed to select codes from truncated Gold codes. The selected codes will have limited auto- and cross-correlation power below specified threshold level. The proposed scheme is constituted of 2-step procedures. The first selection step is limiting the maximum auto-correlation power and produces a candidate code set. The second selection step is limiting the maximum cross-correlation power among the codes in the candidate code set and produces the final code set. By applying the selection scheme to the codes generated by 3GPP downlink scrambling code generator, we can obtain a code set of 9 truncated Gold codes with length 10230 and auto- and cross-correlation power limit of -28 dB. When the maximum cross-correlation power limit is raised to -27 dB, the number of codes included in the selected code set is increased to 49 codes. The proposed code selection scheme would be helpful to reduce the maximum auto- and cross-correlation power within the selected code set compared to random binary codes such that would contribute to reduce the false detection possibility of other user signals.

※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 전파측위 신호 생성기법 연구 사업의 일환으로 수행되었습니다.

• First Author : Dept. of Radio Science and Information Communications Engineering, Chungnam National University, stkim90@cnu.ac.kr, 학생회원

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

* Agency for Defence Development{ilovebach, skw6213}@add.re.kr

논문번호 : 201902-442-A-RE, Received February 1, 2019; Revised February 20, 2019; Accepted February 26, 2019

I. 서 론

서로 다른 대역확산코드를 사용하여 다중 접속을 수행하는 대역확산다중접속(spread spectrum multiple access, SSMA) 방식, 특히 그 중에서도 직접수열(direct sequence, DS) 방식의 부호분할다중접속(code division multiple access, CDMA) 기술은 2세대, 3세대 이동통신 및 GPS(Global Positioning System) 등 위성항법시스템의 측위신호 생성에 주로 사용되고 있다. CDMA를 채용하고 있는 통신 또는 측위 시스템은 서로 다른 사용자 또는 채널 구분을 위하여 서로 다른 대역확산코드를 사용하며 시스템에서 사용자 또는 채널 간 간섭을 최소화 할 수 있도록 대역확산코드 패밀리를 구성한다. 다만, 이동통신 서비스를 위한 대역확산코드와 위성항법시스템의 측위신호에 적용되어 측위서비스에 사용하기 위한 대역확산코드는 두 서비스의 목적이 서로 다름에 따라 코드 선택에서 고려해야 할 특징이 다르게 나타난다.

이동통신 서비스를 위한 대역확산코드의 경우 서로 다른 코드 간 간섭에 의한 신호대간섭및잡음비(signal to interference and noise ratio, SINR)를 최대화하기 위하여 서로 다른 코드 간의 평균 상호상관 전력 값을 최소화 할 수 있는 코드들로 대역확산코드 패밀리를 구성한다. 이에 비하여 위성항법 측위 서비스를 위한 대역확산코드는 신호 획득 및 추적을 통하여 위성 송신기와 지상 수신기 간의 거리를 측정하게 되므로 서로 다른 대역확산코드 간의 최대 상호상관 전력 값을 최소화 하여 오류 검출 가능성을 최소화 하는 것을 목적으로 대역확산코드 패밀리를 구성한다. 이에 따라 평균 및 최대 상호상관 전력 관점에서 최적이라 할 수 있는 골드코드를 기반으로 대역확산코드 패밀리를 생성하는 것이 일반적이다¹⁾.

그러나 골드코드의 경우 코드의 주기가 2^n-1 (n 은 자연수)일 때만 최적 상호상관 전력 값을 얻을 수 있으며²⁾ 코드의 주기가 2^n-1 과 달라 더 긴 길이의 골드코드로부터 잘라서 코드 패밀리를 구성할 경우 랜덤이진코드와 유사한 상호상관 특성을 보이게 된다. 따라서 코드의 주기가 2^n-1 과 다른 경우, 해당 주기에서 최적의 상호상관 특성을 갖는 새로운 코드 패밀리를 구성하거나 코드 주기에 맞게 잘린 골드코드에서 각 서비스에 따라 최적의 상호상관 특성을 갖는 코드를 선택하여 코드 패밀리를 구성하는 과정을 거쳐야 한다.

GPS의 L1 대역에서 송신하는 CA(Coarse Acquisition) 코드는 $2^{10}-1$ 의 코드 주기를 갖고 있어 골드코드를 기반으로 대역확산코드 패밀리를 구성하

고 있다. 그러나 2세대 및 3세대 등으로 진화하는 GPS와 Galileo, Beidou 등의 GPS 이후에 등장한 위성항법시스템들은 신호획득 성능의 개선을 목적으로 대역확산코드의 주기를 더 길게 하여 처리 이득(processing gain)을 높이고 코드 간 상호상관 특성을 개선하는 방향으로 진화하고 있다. 이 경우 새로이 제시되는 대역확산코드의 주기는 2^n-1 과 다른 경우가 발생하게 된다. 특히 GPS, Galileo, Beidou 모두 주기 10230의 대역확산코드를 제시하여 L1 CA 코드 대비 10배 길어진 주기의 대역확산코드를 사용하고자 하고 있다³⁻⁴⁾. GPS와 Beidou의 경우, 소수 주기의 코드에서 상호상관 특성이 우수한 Weil 코드를 선택하여 10230에 가장 가까운 소수에 더 붙이거나 잘라서 대역확산코드를 생성하는 방식으로 코드 패밀리를 생성하고 있고 Galileo의 경우 10230 길이에 맞게 잘린 골드코드 중 상호상관 특성이 우수한 코드들로 코드 패밀리를 구성하고 있다. 이처럼 각국의 위성항법시스템의 측위신호 생성을 위한 대역확산코드 생성은 각자의 독자적인 방법을 따르고 있다.

이에 따라 한국형 위성항법시스템 구축을 추진하고 있는 현재 상황에서 측위신호 생성을 위한 대역확산코드 선택 방법에 대한 독자적인 연구가 필요하다고 할 수 있다. 본 논문에서는 한국형 위성항법시스템을 구축할 때 측위신호의 대역확산코드로 활용할 수 있는 10230 주기의 대역확산코드 패밀리를 구성하기 위하여 자기상관 및 상호상관 전력의 최대값을 특정 기준 값 이하로 제한하는 대역확산코드 선택 방법을 제시한다. 특히 지역위성항법시스템으로 구축될 것이 예상되는 한국형 위성항법시스템의 특성을 고려하여 상관 전력의 제한 기준 값을 변화시킴으로써 최적의 성능에서 적절한 개수의 코드가 대역확산코드 패밀리에 포함될 수 있도록 한다.

서론에 이어 2장에서는 한국형 위성항법시스템에서 요구되는 대역확산코드 개수와 대역확산코드의 후보로서 잘린 골드코드의 가능성을 제시하고 3장에서는 자기상관 및 상호상관 전력의 최대값을 특정 기준 값 이하로 제한하는 코드 선택 기법을 제시한다. 4장에서는 제시한 코드선택 기법에 따라 기준 값을 변화시켰을 때 얻어지는 대역확산코드 패밀리의 결과와 함께 상호상관 전력의 모의실험 결과를 제시하고 5장에서 결론을 맺는다.

II. 한국형 위성항법 측위신호를 위한 대역확산코드 모형

2.1 한국형 위성항법시스템을 위한 대역확산코드 개수 요구사항

위성항법시스템은 대역확산된 항법메시지를 위성에서 송신하고 지상 수신기에서 신호획득 및 추적 과정을 거치면서 위성과 지상 수신기 간의 거리를 계측하고 삼각측량의 원리를 이용하여 수신기의 위치를 계산할 수 있는 시스템이다. 이에 따라 위성항법시스템을 구성하는 위성을 구분할 수 있는 대역확산코드가 위성별로 할당되어야 한다.

한편 최근의 위성항법서비스는 단순 측위뿐만 아니라 측위 정밀도 향상을 위한 보정정보 전달을 위한 신호, 센티미터 단위의 정밀도 달성을 위한 정밀보정 정보 전송을 위한 신호, 그리고 공공 안전 및 기타 부가 정보 전달을 위한 신호 등으로 점차 서비스 영역을 넓혀 가고 있는 실정이다. 이에 따라 각각의 항법위성에서 전송해야 할 신호의 개수가 증가하고 있으며 이를 대역확산 시키기 위한 코드의 개수 및 종류도 증가하고 있다.

한국형 위성항법시스템은 전 지구적 위성항법시스템이 아닌 지역 위성항법시스템의 형태일 것으로 예상되며 이에 따라 시스템 구축을 위한 항법위성의 개수는 제한될 것으로 예상할 수 있다. 일본에서 현재 구축이 진행되고 있는 QZSS(Quasi-Zenith Satellite System)의 경우 구축이 완료되었을 때 7 개의 항법위성에 의해 서비스가 제공될 것으로 계획되고 있어⁵⁾ 한국형 위성항법시스템 구축을 위한 항법 위성의 개수도 비슷한 개수의 항법 위성군으로 서비스가 제공될 것으로 예상된다.

이상의 서술을 바탕으로 항법위성의 신호 구분을 위해 필요한 대역확산코드 개수에 대해 예측하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 항법 위성 개수 : 7 개(또는 8 개)
- 항법 위성 별 신호 개수 : 2 개(또는 3 개)
- 미래 확장을 위한 코드 수 : 필요 개수의 두 배
- 필요 대역확산코드 개수 : $28(=7 \times 2 \times 2) \sim 48(=8 \times 3 \times 2)$ 개

즉, 최소 28 개에서 최대 48 개의 대역확산코드를 필요로 한다고 예측할 수 있다.

2.2 한국형 위성항법시스템을 위한 대역확산코드 주기 요구사항

일반적으로 대역확산코드의 주기가 길어질수록 처리이득을 개선하고 코드간 간섭을 줄일 수 있다는 장점이 있지만 반대로 신호 획득에 있어서의 복잡도가 증가한다는 단점이 발생하게 된다. 이에 따라 적절한 대역확산코드 주기를 선정하는 것이 필요하다.

한편 미국, 러시아, 유럽, 중국, 일본, 인도 등의 우주 강국들은 자국의 독자적인 위성항법시스템을 구축하려는 노력을 꾸준히 해왔고 기존 시스템을 현대화하는 작업을 진행하고 있다. 주요국들이 타국의 도움 없이 자국만의 기술을 활용하여 독자적인 위성항법시스템을 구축하고 각국의 핵심기술 유출을 꺼려하고 있기 때문에 한국형 위성항법시스템을 독자적으로 개발하기 위해서는 기존 위성항법시스템의 관한 조사 및 분석이 필요하다.

2세대 및 3세대 등으로 진화하는 GPS와 Galileo, Beidou 등의 GPS 이후에 등장한 위성항법시스템들은 모두 주기 10230의 대역확산코드를 제시하여 사용하고 있다. 한국형 위성항법시스템도 이러한 국제적 흐름에 발맞춰 주기 10230의 대역확산코드 사용이 필요하다. 따라서 주기 10230의 대역확산코드 패밀리 구성해야 한다.

2.3 한국형 위성항법시스템을 위한 대역확산코드 구현복잡도 요구사항

위성항법 측위 서비스를 위한 대역확산코드는 서로 다른 대역확산코드 간의 최대 상호상관 전력 값을 최소화 하여 오류 검출 가능성을 최소화 하는 것을 목적으로 대역확산코드 패밀리를 구성한다. 이에 따라 평균 및 최대 상호상관 전력 관점에서 최적이라 할 수 있는 골드코드를 기반으로 대역확산코드 패밀리를 구성해야 한다.

하지만 골드코드의 경우 코드의 주기가 $2^n - 1$ 일 때만 최적 상호상관 전력 값을 얻을 수 있기 때문에 적절한 주기를 선정하는 것이 필요하며 대역확산코드의 주기에 따라 신호 획득에 있어서의 복잡도가 변화하여 필요한 메모리의 크기가 달라진다. 이에 따라 메모리의 크기를 크게 가져가야 하는 대역확산코드인 랜덤 이진코드, 메모리코드 등이 아닌 초기값만 가지고 생성할 수 있는 시프트레지스터 방식의 골드코드 채용이 필요하다.

한국형 위성항법시스템은 우주강국들의 독자적 위성항법시스템과 같이 자국만의 기술을 활용해야하기 때문에 지적재산권(intellectual property rights, IPR)

문제를 피하는 것이 중요하다. 골드코드의 경우 지적 재산권 문제를 피할 수 있어 다른 대역확산코드들보다 유리한 구현이 될 것으로 예상된다.

III. 한국형 위성항법 측위신호를 위한 대역확산코드 선택기법

3.1 대역확산코드 생성기 구조

현재 3GPP 하향링크 스크램블링 코드에서 사용하고 있는 코드 생성기는 $2^{18}-1$ 골드코드를 잘라서 코드를 구성하고 있다. 본 논문에서는 실제로 사용되고 있는 검증된 골드코드 생성기를 활용하여 대역확산코드를 구성하기 위해 $2^{18}-1$ 길이의 골드코드 생성기를 사용한다.

그림 1은 시프트 레지스터를 이용한 대역확산코드 생성기 구조를 보이고 있다. 주기 10230의 대역확산코드를 생성하기 위하여 18 비트 시프트 레지스터 두 개를 이용하여 골드코드를 생성하고 10230 길이로 자른다.

첫 번째 확산코드 칩 클럭에서 시프트 레지스터1에는 확산코드 생성을 위한 고유 번호, 시프트 레지스터2에는 18 비트 모두 로직 값 '1'을 로드한다. 확산코드 칩 클럭이 발생할 때마다 시프트 레지스터들을 업데이트하면서 두 시프트 레지스터의 출력 값을 곱하여 확산코드의 칩 신호를 출력한다. 10230개의 칩 클럭이 경과하면 다시 확산코드 생성을 위한 고유 번호와 '1'을 로드하는 과정을 반복적으로 수행한다. 곱하기 연산 기호는 XOR(exclusive-OR) 연산을 수행한다.

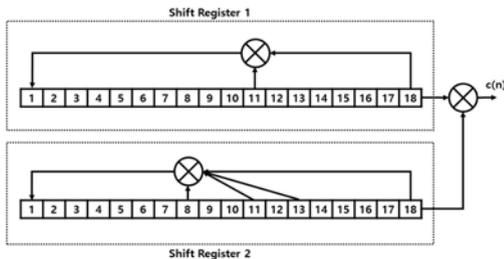


그림 1. 대역확산코드 생성기
Fig. 1. Spread spectrum code generator.

3.2 대역확산코드 선택과정

골드코드의 경우 코드의 주기가 2^n-1 (n 은 자연수)일 때만 최적 상호상관 전력 값을 얻을 수 있다. 주기 10230의 대역확산코드를 사용하기 위해 $2^{18}-1$ 골드코드로부터 잘라서 코드 패밀리를 구성한다. 이 경우 랜

덤이진코드와 유사한 상호상관 특성을 보이게 된다. 따라서 10230 주기에서 최적의 상호상관 특성을 갖는 코드를 선택하여 코드 패밀리를 구성하는 과정을 거쳐야 한다.

최적의 상호상관 특성을 갖는 코드 패밀리의 구성을 위해서는 코드 패밀리를 위한 코드들을 임의로 선택하고 이들 사이의 상호상관 특성을 조사한 후 다른 선택과정을 통해 얻어진 코드 패밀리와 비교하는 등 무한히 복잡한 연산과정을 거쳐야 한다. 즉, $2^{18}-1$ 개의 생성 가능한 코드들 중 M 개의 코드를 골라 코드 패밀리를 구성할 경우 생성 가능한 코드 패밀리의 개수가 $(2^{18}-1)C_M$ 으로서 이들 각각의 상호상관 특성을 구하고 그 중 가장 좋은 특성을 갖는 코드 패밀리를 선택해야 하는 것이다.

따라서 이러한 과정을 보다 단순화하여 준 최적 코드 패밀리를 선택을 위한 방법을 찾아야 한다. 본 논문에서는 아래에 서술하는 바와 같이 단계적 접근으로 준 최적 코드 패밀리를 선택할 수 있는 방법을 제시한다.

잘린 골드코드는 자기상관 및 상호상관 전력의 최대값을 특정 기준 값 이하로 제한하는 두 번의 대역확산코드 선택과정을 거친다. 그림 2는 대역확산코드 선택과정 흐름도를 보이고 있다.

첫 번째 코드 선택과정에서는 먼저, 사용가능한 고유 번호들로 생성한 코드들이 균형 특성(balance property)을 만족하는지 확인한다. 균형 특성을 만족하는 코드의 경우 짝수(even), 홀수(odd) 자기상관의 최대값을 계산하고 자기상관 부엽(auto-correlation side lobe) 값을 제한하여 두 조건에 모두 만족하는 코드를 선택한다. 이때 사용되는 짝수와 홀수의 자기상관 부엽 값은 서로 다른 값으로 설정할 수 있다. 짝수, 홀수 자기상관 최대 부엽 값을 찾는 과정을 다음의 식 (1), (2)와 같이 표현할 수 있다.

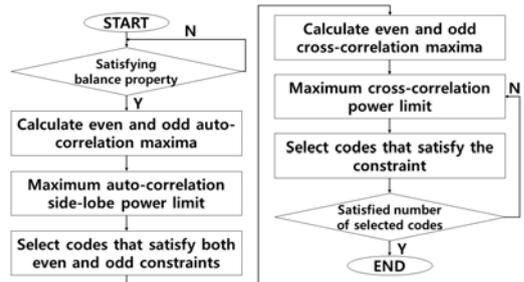


그림 2. 대역확산코드 선택과정 흐름도
Fig. 2. Spread spectrum code selection process flow chart.

$$R_{ac,even,i}(\tau) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i(n)c_i(n+\tau) + \\ \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i(n)c_i(n+\tau-L), \end{cases} \quad (1)$$

$$R_{m,even,i} = \max_{\tau \neq 0} \{|R_{ac,even,i}(\tau)|\}$$

$$R_{ac,odd,i}(\tau) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i(n)c_i(n+\tau) - \\ \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i(n)c_i(n+\tau-L), \end{cases} \quad (2)$$

$$R_{m,odd,i} = \max_{\tau \neq 0} \{|R_{ac,odd,i}(\tau)|\}$$

여기서 $c_i(n)$ 은 그림 1의 대역확산코드 생성기에서 i -번째 고유번호로 생성한 코드이며 코드주기 L 은 10230의 값을 갖는다. τ 는 상관지연을 나타내며 $[0, L-1]$ 범위의 정수 값을 갖는다.

식 (1), (2)를 통해서 얻어진 짝수, 홀수 자기상관 부엽의 최대값이 기준 값 이하가 되는 모든 $c_i(n)$ 을 일차선택과정에서 선택한다.

두 번째 코드 선택과정은 첫 번째 코드 선택과정에서 선택된 코드들에 대해 상호상관 전력 특성이 좋은 코드를 선택하는 과정이다. 이를 위하여 첫 번째 단계에서 선택된 코드들로 구성할 수 있는 모든 코드조합에 대한 짝수, 홀수 상호상관 값의 최대값을 구성요소로 갖는 짝수, 홀수 최대 상관값 행렬을 각각 생성한다. 첫 번째 단계에서 선택된 코드의 개수가 K 개 일 때 생성되는 행렬은 $K \times K$ 짝수, 홀수 행렬로 각각 구성할 수 있으며 행렬 구성요소인 최대 상관 값은 식 (3), (4)와 같이 계산한다.

$$\begin{cases} C_{m,ij,even} = \max\{|R_{ij,even}(\tau)|\} \\ R_{ij,even}(\tau) = \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i(n)c_j(n+\tau) + \\ \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i(n)c_j(n+\tau-L) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} C_{m,ij,odd} = \max\{|R_{ij,odd}(\tau)|\} \\ R_{ij,odd}(\tau) = \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i(n)c_j(n+\tau) - \\ \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i(n)c_j(n+\tau-L) \end{cases} \quad (4)$$

생성된 짝수, 홀수 최대 상관 값 행렬을 이용하여 코드간 상호상관 값이 기준치 이하인 코드들을 선택할 수 있으며 선택과정은 다음과 같다. 먼저 두 행렬의 첫 번째 행의 구성요소들에 대하여 짝수, 홀수 상호상관 최대값들이 각각 주어진 상호상관 제한 값을 동시에 만족하는 요소들만 남기고 제거한다. 첫 번째 행에서 살아남은 요소의 열 인덱스에 대해 다음 행을 확인하고 같은 인덱스에 대해 살아남은 요소들만 남기고 제거한다. 만약 같은 인덱스의 다음 행의 요소가 제거된다면 이전 행의 요소도 제거한다. 이 과정을 각 행마다 진행하며 최종적으로 살아남은 요소들을 확인한다. 위의 과정을 거쳐 살아남은 코드들은 서로간의 상호 상관 값이 주어진 특정 제한 값보다 작아지는 코드들만 살아남는다. 살아남은 열 인덱스는 코드 인덱스를 나타내며 필요한 코드 수를 충족하는지 확인한다. 선택된 코드의 수가 목표를 충족할 때까지 상호상관 제한 값을 변경하여 코드 선택과정을 다시 반복한다. 두 번째 코드 선택과정에서 기준 값과 비교되는 상호상관 값은 아래 식 (5)와 같이 정규화된 상호상관전력 값으로 표현할 수 있으며 이 값이 dB 단위로 주어지는 최대상호상관전력의 기준 값과 비교대상이 된다.

$$P_{ij,c} = 10 \log_{10} \frac{c_{m,ij,c}^2}{L^2} \quad (5)$$

$P_{ij,c}$ 의 아래첨자 c 는 짝수 또는 홀수 상호상관을 나타내고 i, j 는 상호상관 행렬의 i -번째 행 및 j -번째 열을 나타낸다. L 은 코드 길이로서 10230의 값을 갖는다.

IV. 모의실험 결과

본 장에는 10230 길이의 잘린 골드코드를 두 번의 대역확산코드 선택 과정에서 상관 전력 제한 값을 변화시켰을 때 상호상관 전력의 모의실험 결과를 제시한다.

일차적인 코드선택을 위한 짝수 자기상관 부엽 전력 제한 값을 -28 dB, 홀수 자기상관 부엽 전력 제한 값을 -27.5 dB로 설정하였다. 그리고 모든 가능한 코드 인덱스 2^{18} -1개에 대해 균형 특성과 자기상관 부엽 전력 제한 값을 만족하는 코드를 선택하였다. 그 결과 총 1439개의 코드를 얻을 수 있었으며 이 코드들에 대해 상호상관 전력 제한 값을 설정하지 않고 상호상관 전력에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 3, 4

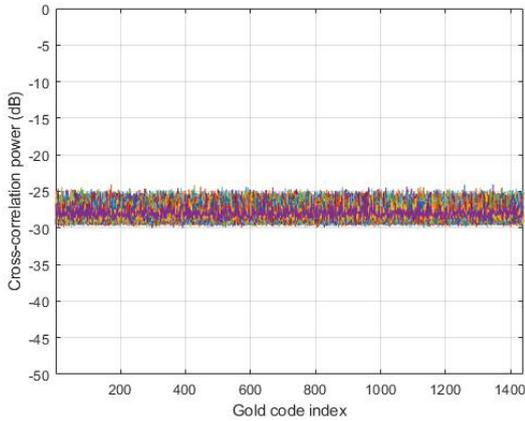


그림 3. 짝수 상호상관 전력
Fig. 3. Even cross-correlation power.

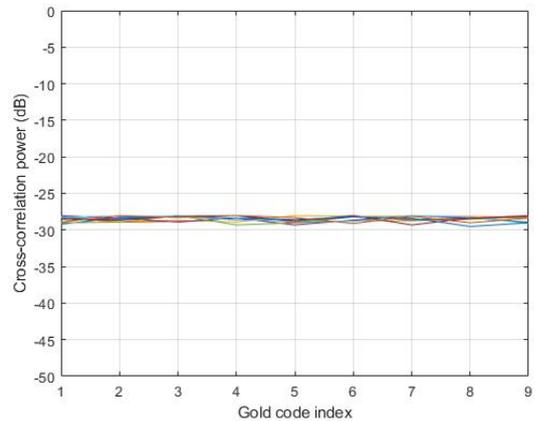


그림 5. 상호상관 전력 : -28 dB의 전력제한
Fig. 5. Cross-correlation power : power limit of -28 dB

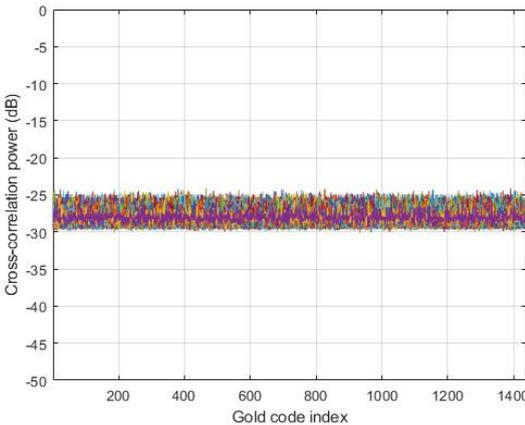


그림 4. 홀수 상호상관 전력
Fig. 4. Odd cross-correlation power.

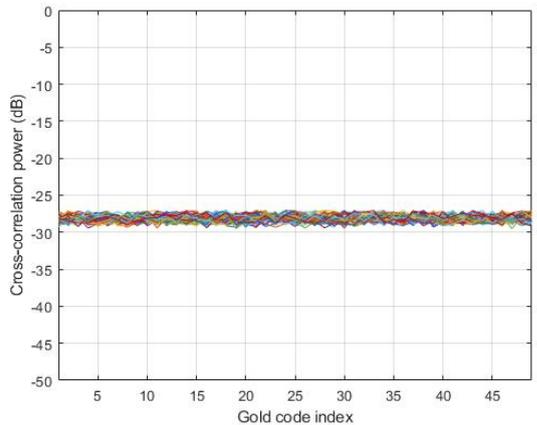


그림 6. 상호상관 전력 : -27 dB의 전력제한
Fig. 6. Cross-correlation power : power limit of -27 dB

는 각각 짝수, 홀수 상호상관 전력을 보이고 있다. 선택된 1439개의 코드들의 상호상관 전력 최대값이 약 -25 dB ~ -30 dB에서 형성되고 있음을 확인할 수 있다.

두 번째 코드선택과정에서는 첫 번째 코드선택과정에서 선택된 1439개 코드들의 짝수, 홀수 상호상관 전력 제한 값을 -28 dB로 설정하여 상호상관 전력 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 결과로부터 상호상관 전력 제한 값을 만족하는 9개의 코드를 얻을 수 있었다. 그림 5는 상호상관 전력 제한 값이 -28 dB일 때 상호상관 전력 값을 보이고 있다.

그림 3, 4와 비교했을 때 상호상관 전력의 최대 값이 약 3 dB 정도 낮아지는 것을 확인할 수 있다. 이는 신호 간 전력 차에 의한 오류 신호획득 가능성을 낮출 수 있음을 의미한다.

상호상관 전력 제한 값이 -28 dB일 때 한국형 위성항법시스템을 위한 대역확산코드 개수 요구사항 조건을 만족하지 않기 때문에 상호상관 전력 제한 값을 -27 dB로 설정하여 다시 시뮬레이션 하였다. 그 결과 얻은 코드의 수는 49개이고 이는 대역확산코드 개수 요구사항 조건을 만족한다. 그림 6은 상호상관 전력 제한 값이 -27 dB일 때 시뮬레이션

표 1. 선택된 확산코드 : -28 dB의 전력제한
Table 1. Selected spreading code: power limit of -28 dB

Shift register1		
Initial value (binary number)		
000000001111101111	000000011000101011	000001100111100000
000011010101100000	000111101011001000	001101101001001001
100010010110101110	110001101011110010	111000100000011110

표 2. 선택된 확산코드 : -27 dB의 전력제한
Table 2. Selected spreading code: power limit of -27 dB

Shift register1		
Initial value (binary number)		
00000000000010110	00000001011111001	00000001101110001
00000000111110111	00000001000010111	00000001010010111
00000001010110101	00000001100100101	00000001101110000
00000001111010100	00000011010100101	00000011011110100
000001001010010010	00000110001011011	000001110000000110
00001010000011101	00001010010101011	000011001000011010
00001110111000111	00010000100011010	00010001000110101
00010010001000011	00010100101001111	00010111110011001
00011011101010011	00011110101001011	00100101111111110
001011010101110010	00110010110000000	001100110010001000
00111000110110000	00111010110110101	00111100010100011
00111101100101100	01000010000100100	01000100100101000
01011001101010101	01011101101010010	011000111111100010
01101011010100011	01110111000001010	100000100001010110
100001000111110100	100100110010001000	100110010111011100
100110011111001110	101100111110011001	110100100100000100
11100110000101011		

결과를 보이고 있다.

상호상관 전력 제한 값이 -28 dB, -27 dB일 때 조건에 만족하는 코드 9개, 49개에 대한 시프트레지스터1 초기값을 표 1, 2에 나타내고 있다.

V. 결 론

길이 제한된 잘린 골드코드에서 자기상관 및 상호상관 전력의 최대값이 특정 기준 값 이하로 제한된 코드들을 선택하는 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 자기상관 전력의 최대값을 제한하는 일차 코드선택과 선택된 코드들 간의 상호상관 전력의 최대값을 제한하는 2차 코드선택 과정으로 구성된다. 잘린 길이가 10230인 골드코드 패밀리를 생성한 결과 자기상관 전력 -28 dB, 상호상관 전력 -28 dB 이하를 만족하는 9개의 코드를 선택할 수 있었고 상호상관 전력의 최대값을 -27 dB로 상향하여 선택된 코드의 수를 49개로 늘일 수 있었다. 제안하는 기법은 랜덤이진코드 대비 선택된 코드 간의 상호상관 전력의 최대값을 약 2 dB 낮출 수 있음을 확인하였다.

제안하는 코드선택 기법은 상호상관 전력의 최대값을 설정하여 최적의 상호상관 특성을 갖는 코드를 선택할 수 있어 신호 간 전력 차에 의한 오류 신호획득 가능성을 크게 낮출 수 있을 것으로 기대한다.

References

- [1] M. H. Jin, H. H. Choi, K. J. Kim, C. S. Park, J. M. Ahn, and S. J. Lee, "The design method of GNSS signal using the analysis result of receiver performance," *J. KICS*, vol. 37, no. 6, pp. 502-511, Jun. 2012.
- [2] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, "Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences," *IEEE*, vol. 68, no. 5, pp. 593-619, Jun. 1980.
- [3] European GNSS (Galileo) Open Service, *Signal in Space Interface Control Document*, European Union, Dec. 2016.
- [4] *BeiDou Navigation Satellite System Signal in Space Interface Control Document Open Service Signal (Version 2.0)*, China Satellite Navigation Office, Dec. 2013.
- [5] *Quasi-Zenith Satellite system Interface Specification Centimeter Level Augmentation Service (IS-QZSS-L6-001)*, Cabinet Office, Nov. 2018.

김 승 태 (Seung-tae Kim)



2017년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 졸업
2017년 3월~현재 : 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 위성항법 측위신호 설계

[ORCID:0000-0001-6067-948X]

김 갑 진 (Kap-jin Kim)



1995년 2월 : 한양대학교 제어
계측공학과 졸업
1997년 6월 : 한양대학교 제어
계측공학과 석사
2001년 7월~현재 : 국방과학연
구소 책임연구원
<관심분야> 위성항법 신호체계
및 수신기술, 항법전 관련
기술

[ORCID:0000-0001-7078-2376]

안 재 민 (Jae-min Ahn)



1987년 2월 : 서울대학교 전자
공학과 졸업
1989년 2월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 석사
1994년 8월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 박사
1994년~1999년 : 삼성전자 선
임연구원

2007년~2008년 : 정보통신연구진흥원 차세대이동통
신 사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신 PM
1999년~현재 : 충남대학교 전기정보통신공학부 교수
<관심분야> 통신신호설계 및 신호처리
[ORCID:0000-0002-6261-0010]

송 기 원 (Ki-won Song)



1984년 2월 : 성균관대학교 전
자공학과 졸업
1992년 8월 : 충남대학교 전자
공학과 석사
2002년 2월 : 충남대학교 전자
공학과 박사
1984년 3월~현재 : 국방과학연
구소 책임연구원

<관심분야> 위성항법 국방 신호체계, 항법전 관련
기술