



- (51) 국제특허분류:
G01S 19/39 (2010.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2012/010973
- (22) 국제출원일: 2012년 12월 15일 (15.12.2012)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
10-2012-0008697 2012년 1월 30일 (30.01.2012) KR
10-2012-0041063 2012년 4월 19일 (19.04.2012) KR
10-2012-0058189 2012년 5월 31일 (31.05.2012) KR
- (71) 출원인: 한국과학기술원 (KOREA ADVANCED INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY) [KR/KR]; 305-701 대전시 유성구 구성동 373-1, Daejeon (KR).
- (72) 발명자: 공승현 (KONG, Seung-hyun); 305-701 대전시 유성구 구성동 373-1, Daejeon (KR).
- (74) 대리인: 박영준 (PARK, Young-Zoon); 137-885 서울시 서초구 서초3동 1719-3 태흥빌딩 5층, Seoul (KR).

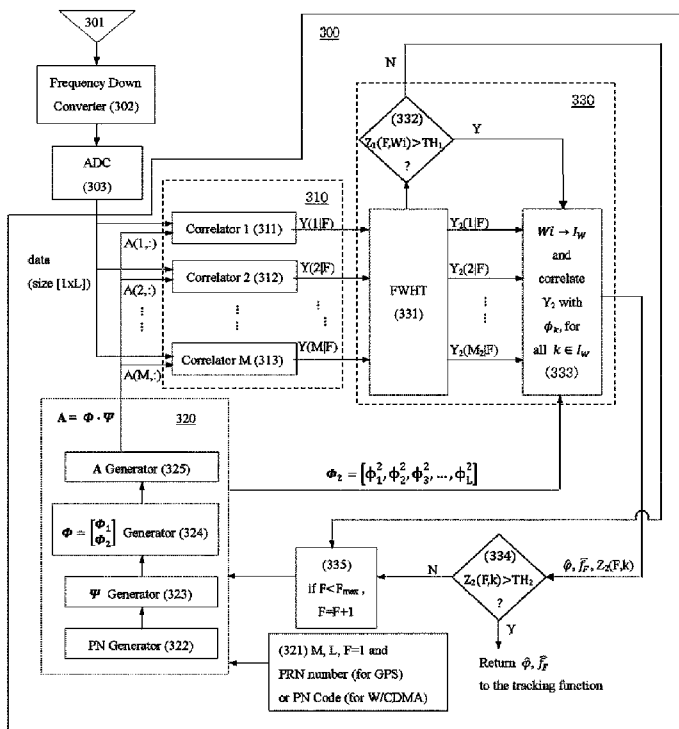
- (81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

공개:

— 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21 조(3))

(54) Title: COMPRESSED SENSING METHOD AND DEVICE FOR QUICKLY OBTAINING GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM (GNSS) AND SPREAD SPECTRUM SIGNALS

(54) 발명의 명칭: 지엔에스에스 및 대역확산 신호의 신속한 신호 획득을 위한 압축 감지 방법 및 그 장치



(57) Abstract: Disclosed are a compressed sensing method and device for quickly obtaining global navigation satellite system (GNSS) and spread spectrum signals. The device for obtaining GNSS and spread spectrum signals includes: a signal searching unit for searching either the GNSS signal or the spread spectrum signal, wherein the signal searching unit includes a signal generator for generating a compressed sensing matrix with a size of $M \times L$ by using a correlation matrix with a size of $L \times L$ and a measuring matrix and a size of $M \times L$; a parallel correlator comprising M correlators arranged in parallel, for performing correlation between a received signal and the compressed sensing matrix; and a decoding module for obtaining a Doppler frequency index and a code phase of the received signal by using the compressed correlation of the parallel correlator.

(57) 요약서: GNSS 및 대역확산 신호의 신속한 신호 획득을 위한 압축 감지 방법 및 그 장치가 개시된다. GNSS(Global Navigation Satellite System) 측위 신호 또는 대역확산 신호(Spread Spectrum) 중 적어도 하나의 수신 신호를 탐색하는 신호 탐색부를 포함하고, 신호 탐색부는, $[L \times L]$ 의 행렬 크기를 가지는

[다음 쪽 계속]



상관 행렬과 $[M \times L]$ 의 행렬 크기를 가지는 측정 행렬을 이용하여 $[M \times L]$ 의 행렬 크기를 갖는 압축 감지 행렬을 생성하는 신호 생성기; M 개의 상관기(correlator)가 병렬로 구성되어 수신 신호와 압축 감지 행렬 간의 상관을 수행하는 병렬 상관기; 및 병렬 상관기의 압축 상관결과를 이용하여 수신 신호의 코드 위상(code phase)과 도플러 주파수 인덱스를 획득하는 디코딩 모듈을 포함하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치를 제공한다.

명세서

발명의 명칭: 지엔에스에스 및 대역확산 신호의 신속한 신호 획득을 위한 압축 감지 방법 및 그 장치

기술분야

- [1] 본 발명의 실시예들은 GNSS(Global Navigation Satellite System) 및 대역확산(Spread Spectrum) 신호 수신기의 빠른 신호 획득(fast signal acquisition)에 관한 것으로, 특히, 압축 감지 기술을 활용한 신속한 신호 탐색과 획득(search and acquisition) 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

- [2] GNSS는 GPS와 같은 위성망을 이용한 측위 시스템을 통칭하며, 위성의 안테나에서 전파가 발신되어 GPS 수신기까지 도착하는데 걸리는 시간(TOA: Time of Arrival)을 측정하는 동시에, 수신된 전파가 위성에서 발신될 때의 위성의 위치를 알아내어 GPS 수신기의 상대 위치를 계산하는 방식이다. 모든 GNSS 위성에서 지상으로 발신하는 신호는 일반적인 무선 통신 시스템에서 활용하는 대역확산 신호이다. 대역확산 신호를 사용하는 모든 통신 및 위성 항법 시스템의 수신기가 시동하는데 있어서 가장 먼저 선행되어야 할 조건은 위성 신호의 탐색과 위성 정보의 획득이다.
- [3] GPS 수신기의 초기 위치 획득에 있어서, GPS 수신기가 장기간의 파워 오프(power off)된 상태가 된 이후에 다시 파워 온(power on)하여 초기 위치 측정을 수행하는 경우를 콜드 스타트(Cold Start)라고 불리며 이때 소요되는 시간을 TTFF(Time to first fix)라고 한다. GPS L1주파수 C/A 신호를 탐지하기 위한 GPS 수신기의 콜드 스타트는 여러 단계를 따라 이루어지는데, 특히 위성 신호의 코드 위상(code phase, 신호의 시간적 지연에 해당) 가설 영역(hypothesis range) 및 도플러 주파수(Doppler frequency) 가설 영역을 탐색하는 단계는 가장 많은 하드웨어적 복잡도가 요구된다. 부연하면, GPS L1주파수 C/A 코드의 경우 1023개의 code로 이루어져 있어서 탐색해야 할 코드 위상은 0.5칩 단위로 총 2046개이며 지상 보행자용 GPS 수신기의 경우 일반적으로 -5KHz에서 +5KHz까지 500Hz마다 도플러 주파수 가설을 설정하므로 총 21가지의 도플러 가설이 발생하여 총 약 42000개의 가설을 검증하여야 한다. 1개의 가설 검증은 일반적으로 1msec의 상관길이를 갖는 상관기(correlator)를 통하여 검증하므로 1개의 상관기를 사용하는 수신기는 약 42초의 신호탐색 시간이 필요하며 42000개의 상관기를 사용하는 수신기는 약 1msec내에 신호를 탐색할 수 있다. GPS 수신기가 C/A 신호를 탐색(Search)하고 획득(Acquisition)해야 하는 이유는 현재 순간에 수신되는 GPS 위성 신호의 코드(PRN code)와 정확히 코드동기(code synchronization)와 해당 GPS 위성의 도플러 주파수를 잃어버리지 않고 지속적으로 추적하기 위해서이다. 일반적인 대역확산 통신 시스템의 수신기도

- 코드 동기를 맞추기 위해서 각 코드 위상 가설에 대하여 신호 탐색을 수행한다.
- [4] 도 1은 일반적인 GPS 수신기가 1개의 위성 신호를 탐색하기 위하여 모든 코드 위상 가설(전체 2046개)과 모든 도플러 주파수 가설(-5KHz에서 +5KHz까지 500Hz 단위로, 전체 21개), 전체 약 42000개의 가설, 모두를 탐색한 결과이다. 도 1의 x-y 평면은 42000여 개의 가설 평면이며 가설 평면상의 각 점(각 가설)에 대하여 상관기의 출력 값을 Z축에 나타내고 있다. 상기 상관기의 출력은 각 가설(= 코드 및 도플러 주파수 가설)마다 1msec의 상관 길이를 갖는 상관기(Correlator)를 동작하여 얻은 값이며, 만일 미약한 신호를 탐지하기 위하여 더 긴 상관길이를 갖는 상관기를 사용한다면 도플러 주파수 가설은 더욱 작은 단위로 탐색 되어야 한다.
- [5] 이와 같이 많은 가설을 검증하여 신호 탐색을 수행하고 탐지된 신호를 획득하는 과정은 수신기의 시동 초기에 일순간 집중적으로 많은 하드웨어 리소스(hardware resource)를 사용하게 되므로 매우 비효율적인 과정이다. 이러한 비효율성을 줄이거나 신호 탐지를 더 빠르게 하기 위하여 다양한 기술이 개발되어 있는데, 가장 단순한 기술은 다수의 병렬 상관기를 활용하는 방안이다. 예를 들어, 42000개의 병렬 상관기는 1msec 이내에 신속히 신호 탐색을 완료하지만, 단 1회를 위하여 매우 많은 상관기를 사용하므로 하드웨어의 비효율성이 높다. 또 다른 방법은 FFT(Fast Fourier Transform)을 이용하여 주파수 영역(frequency domain)에서 수신신호와 수신기 내부에서 만들어낸 코드(PRN code)를 곱하여 매우 빠른 상관을 수행하는 것인데, 이를 위하여 수신 신호와 수신기 내부에서 만들어진 코드 신호를 모두 주파수 영역으로 푸리에 변환해야 하고 주파수 영역에서 곱해진 결과를 다시 시간 영역(time domain)으로 역푸리에 변환을 해야 하므로 상관기가 필요 없는 대신 계산량(computational load)이 매우 높아진다. 이와 같은 높은 계산량을 갖는 FFT 기반 신호 탐색 방법은 속도가 높은 DSP칩을 활용하여 구현할 수 있지만, DSP칩 때문에 고비용의 문제가 있다.
- [6] 또 다른 방법은 퀄컴(Qualcomm Inc.)의 A-GPS(Assisted GPS, 또는 통칭하여 Assisted GNSS) 기술이다. 도 2에는 A-GPS 수신기와 기존 GPS 수신기에서 콜드 스타트에서의 초기 위치 탐지(TTFF: Time To First Fix)에 대한 비교도를 보인다. 도 2에 도시된 바와 같이, A-GPS 수신기는 이동통신 기지국에 연결된 A-GPS 서버의 도움(Assistance)을 받아 TTFF를 수 초 만에 끝낼 수 있다. A-GPS는 기존 GPS 기술 대비 뛰어난 성능 향상을 가지고 있지만 다음과 같은 몇 가지 제약과 문제점을 가지고 있다. 먼저, 이동통신망에 연결된 서버로부터 도움정보를 받아야 하므로 이동통신과 무선 연결이 가능한 경우에만 국한되어 구현될 수 있고, GPS 수신기가 탐색해야 하는 코드 위상 범위는 기지국과 핸드폰간의 시각 동기와 핸드폰의 위치 추정 정확도에 따라 달라진다. 따라서, 3세대 또는 3.5세대 및 4세대와 같은 비동기식 이동통신 시스템(Asynchronous Cellular Network)의 경우에 기지국 시각이 부정확하여 코드위상 탐색영역의 크기는 기존 GPS 수신기의 탐색영역인 1023칩 전체가 되어 A-GPS는 기존의 일반적인 GPS와

동일한 신호 탐색을 수행한다.

- [7] 최근 신호처리 기술에서의 비약적인 발전 중의 하나는 압축 감지(Compressed Sensing) 기술인데, 이는 많은 양의 데이터를 얻어내어 신호에 실려 있는 정보를 추출하는 기존의 방식에서 매우 작은 양의 데이터를 얻어내는 것만으로도 신호에 실려 있는 정보를 추출할 수 있는 기술이다. 압축 감지 기술은 현재 영상 처리 및 대용량 데이터를 처리하는 많은 시스템에 활용되고 있지만, 대부분의 기술이 압축된 신호로부터 측정치를 얻어내는 방식이 랜덤측정행렬을 사용하므로 얻어낸 측정치(measurements)로부터 원래의 신호를 복원하는데 필요한 계산량이 매우 높아 실시간 시스템으로 활용되지 않고 있다. 또한, 압축 감지 기술을 응용한 대역확산 시스템에서의 신호 탐지와 획득 기술이 개발된 바가 없다.
- [8] 본 발명에서는, GNSS 및 대역확산 통신 수신기의 신호 획득(signal acquisition) 및 신호 추적(signal tracking)에 있어서 압축 감지 기법을 활용하여 수신기 하드웨어의 최소화과 신호 획득의 고속화 기술을 제안한다.

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [9] 본 발명은 하드웨어의 최소화를 위하여 최적의 압축 감지(compressed sensing) 기법을 GNSS 및 대역확산 수신기에 맞게 구현하는 방안을 제시하여 기존의 GNSS 수신기나 대역확산 신호를 이용하는 통신 단말기의 초기 신호 탐색에 필요한 상관기의 개수를 수 배 이하로 감소시켜 신호탐지에 필요한 하드웨어 자원 낭비를 줄이는 것을 목표로 한다.
- [10] 본 발명의 두 번째 목표는 GNSS 신호 획득 및 신호 추적에 있어서 감도(sensitivity)를 유지하거나 더 높이는 것이다.
- [11] 본 발명의 세 번째 목표는 GNSS 및 대역확산 수신기의 신호 추적기 (DLL)에 있어서 더 넓은 선형 추적 영역을 가짐으로써 잡음에 강인하고 다중경로 신호 등에 의한 신호 상실(signal lost)이 적게 만들도록 하는 것이다.
- [12] 또한 본 발명에서는 일반적인 압축 감지 기술에서 사용하는 랜덤 측정 행렬을 사용하지 않고 구조적 측정 행렬을 제시함으로써 신속한 신호 탐지가 가능한 구현 방안을 제공한다.

과제 해결 수단

- [13] 본 발명의 일 측면에 따르면, GNSS(Global Navigation Satellite System) 측위 신호 또는 대역확산 신호(Spread Spectrum) 중 적어도 하나의 수신 신호를 탐색하는 신호탐색부를 포함하고, 상기 신호탐색부는, 다단으로 이루어져 단이 증가할수록 가설의 압축도를 감소시켜 탐색한다.
- [14] 다단으로 이루어진 각 신호 탐색부는 두 가지로 구현할 수 있는데, 그 중 한가지 방법은 아래와 같다.
- [15] 본 발명의 일 측면에 따르면, GNSS(Global Navigation Satellite System) 및

대역확산 신호 획득 장치는 GNSS 측위 신호 또는 대역확산 신호(Spread Spectrum) 중 적어도 하나의 수신 신호를 탐색하는 신호탐색부를 포함하고, 상기 신호탐색부의 각 단은 $[L \times L]$ 의 행렬 크기를 가지는 상관 행렬과 행의 개수가 열의 개수보다 작은 $[M \times L]$ 의 행렬 크기($M < L$)를 가지는 측정 행렬을 이용하여 $[M \times L]$ 의 행렬 크기를 갖는 압축 감지 행렬을 생성하는 신호 생성기; M 개의 상관기(correlator)가 병렬로 구성되어 상기 수신 신호와 상기 압축 감지 행렬 간의 상관을 수행하는 병렬 상관기; 및 상기 병렬 상관기의 압축 상관결과를 이용하여 상기 수신 신호의 코드 위상(code phase)과 도플러 주파수를 획득하는 디코딩 모듈을 포함할 수 있다.

- [16] 상기 신호 생성기는 상기 상관 행렬과 상기 측정 행렬의 행렬 곱에 의해 상기 압축 감지 행렬을 생성할 수 있다.
- [17] 상기 상관 행렬의 각 행은 상기 수신 신호의 확산 코드 신호와 동일하며 임의의 시간 단위의 코드 지연을 갖는 확산 코드로 이루어질 수 있다.
- [18] 상기 병렬 상관기는 상기 압축 감지 행렬을 이루는 상기 M 개의 행과 상기 수신 신호 간의 상관을 수행하여 $[M \times 1]$ 의 행렬 크기를 갖는 상기 압축 상관결과를 생성할 수 있다.
- [19] 상기 압축 상관결과에의 각 행은 상기 측정 행렬을 이루는 상기 L 개의 각 열을 상기 상관행렬과 수신 신호를 곱한 결과를 계수로 곱한 후 합하여 얻어지는 형태로서 결과적으로 측정행렬의 모든 열들의 선형 합이 될 수 있다.
- [20] 상기 디코딩 모듈은 모든 도플러 주파수 가설에 대하여 상기 압축 감지 행렬의 M 개의 행을 상기 병렬 상관기에 입력하여 상기 병렬 상관기에서 상기 M 개의 압축 상관결과를 얻은 후, 상기 병렬 상관기에서 얻어진 상기 M 개의 압축 상관결과로부터 상기 수신 신호의 도플러 주파수와 코드 위상을 획득할 수 있다.
- [21] 상기 신호 생성기는 $[M_1 \times L]$ 의 행렬 크기를 가지는 측정 행렬을 이용하여 $[M_1 \times L]$ 의 행렬 크기를 갖는 제1차 압축 감지 행렬을 생성하는 제1차 신호 생성기와, $[M_2 \times L]$ (여기서, $M_1 + M_2 = M$)의 행렬 크기를 가지는 측정 행렬을 이용하여 $[M_2 \times L]$ 의 행렬 크기를 갖는 제2차 압축 감지 행렬을 생성하는 제2차 신호 생성기로 구성되고, 상기 병렬 상관기는 M_1 개의 상관기로 구성되어 상기 제1차 압축 감지 행렬의 M_1 개의 행을 입력 받아 상기 수신 신호와의 상관을 수행하는 제1차 병렬 상관기와, M_2 개의 상관기로 구성되어 상기 제2차 압축 감지 행렬의 M_2 개의 행을 입력 받아 상기 수신 신호와의 상관을 수행하는 제2차 병렬 상관기로 구성될 수 있다.
- [22] 상기 디코딩 모듈은 상기 제1차 병렬 상관기에서 모든 도플러 주파수 가설에 대하여 얻어진 상기 M_1 개의 압축 상관결과로부터 상기 수신 신호와 주파수가 가장 가까운 도플러 주파수를 추정한 후, 상기 제2차 병렬 상관기에서 상기 추정된 도플러 주파수에 대하여 얻어진 상기 M_2 개의 압축 상관결과로부터 상기 수신 신호의 최종 코드 위상을 획득할 수 있다.
- [23] 본 발명의 다른 측면에 따르면, GNSS 측위 신호 또는 대역확산 신호 중 적어도

하나의 수신 신호를 찾아 상기 수신 신호의 코드 위상과 도플러 주파수 인덱스를 획득하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 방법은 $[L \times L]$ 의 행렬 크기를 가지는 상관 행렬과 행의 개수가 열의 개수보다 작은 $[M \times L]$ 의 행렬 크기($M < L$)를 가지는 측정 행렬을 이용하여 $[M \times L]$ 의 행렬 크기를 갖는 압축 감지 행렬을 생성하는 단계; 각 도플러 주파수 가설마다 병렬로 구성된 M 개의 상관기를 통해 상기 수신 신호와 상기 압축 감지 행렬 간의 상관을 수행하는 단계; 및 상기 상관 결과로부터 수신되는 신호가 갖는 도플러 주파수를 획득하고 확산 코드의 코드 위상을 획득하는 단계를 포함할 수 있다.

[24] 다단으로 이루어진 신호 탐색부의 다른 한가지 구현 방법은 아래와 같다.

[25] 다수 개의 도플러 주파수와 다수 개의 코드위상지연을 포함하는 복합 가설에 대하여 상기 수신 신호와 한번의 상관(correlation)을 수행하는 방식을 통해 상기 수신 신호로 예측되는 축소된 초기 도플러 주파수 범위(Reduced Doppler frequency range) 및 초기 코드위상지연 범위(Reduced code phase range)을 획득하는 1차 신호탐색부; 및 상기 초기 도플러 주파수 범위 및 코드위상지연 범위를 포함하는 일정 가설 영역 내에 속한 도플러 주파수 가설과 코드위상지연 가설 각각에 대하여 상기 수신 신호와의 상관을 통해 상기 수신 신호에 해당되는 최종 도플러 주파수 값 및 코드위상지연 값을 획득하는 2차 신호탐색부를 포함하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치를 제공한다.

[26] 상기 1차 신호탐색부는, 다수 개의 도플러 주파수 가설 각각에 해당되는 캐리어 신호를 합산한 값, 및 다수 개의 코드위상지연 가설 각각에 해당되는 코드 신호를 합산한 값을 이용하여 상기 복합 가설에 대한 판단변수(decision variable)를 얻은 후, 상기 판단변수가 탐지임계치(detection threshold) 보다 큰 경우 상기 수신 신호를 찾은 것으로 판단하여 해당 도플러 주파수 범위와 코드위상지연 범위를 상기 초기 도플러 주파수 범위 및 상기 초기 코드위상지연 범위로 출력할 수 있다.

[27] 상기 1차 신호탐색부는, 다수 개의 도플러 주파수 가설 (복합 도플러 주파수 가설) 각각에 해당되는 캐리어 신호를 위상 변환하여 합산한 복합 캐리어 신호, 및 다수 개의 코드위상지연 가설 (복합 코드 위상지연 가설) 각각에 해당되는 코드 신호를 합산한 복합 코드 신호에 따른 복합 상관신호와 상기 수신 신호 간의 상관을 수행할 수 있다.

[28] 상기 탐지임계치는, 상기 상관을 수행하는 상관기의 동위상상관길이(Coherent Correlation Length), 비동위상누적수(Non-Coherent Accumulation Length), 탐지확률(Probability of Detection), 및 오보확률(Probability of False Alarm), 도플러 주파수 가설 간격(Doppler frequency search step) 중 적어도 하나에 의해 결정될 수 있다.

[29] 상기 1차 신호탐색부는, 상기 판단변수가 상기 탐지임계치 보다 작은 경우 도플러 주파수 또는 코드위상지연을 증가시켜 새로운 복합 가설에 대하여 신호 탐색을 수행할 수 있다.

- [30] 상기 2차 신호탐색부는, 상기 초기 도플러 주파수 범위 및 초기 코드위상지연 범위에 속하는 보다 세분화된 가설들(초기 도플러 주파수 범위에 속하는 도플러 주파수 가설들 및 초기 코드위상지연 범위에 속하는 코드위상지연 가설들 각각의 쌍으로 이루어진 가설들) 각각에 대한 판단변수를 얻은 후, 상기 판단변수가 탐지임계치(detection threshold) 보다 큰 경우 상기 수신 신호를 찾은 것으로 판단하여 해당 도플러 주파수 값과 코드위상지연 값을 상기 최종 도플러 주파수 값 및 코드위상지연 값으로 출력할 수 있다.
- [31] 본 발명의 다른 측면에 따르면, GNSS 측위 신호 또는 대역확산 신호 중 적어도 하나의 수신 신호를 찾아 상기 수신 신호의 코드 위상(지연)과 도플러 주파수를 획득하는 방법은, 다수 개의 도플러 주파수와 다수 개의 코드위상(지연)을 포함하는 복합 가설에 대하여 상기 수신 신호와 상관(correlation)을 통해 상기 수신 신호로 예측되는 축소된 초기 도플러 주파수 범위 및 초기 코드위상지연 범위를 획득하는 1차 신호탐색 단계; 및 상기 초기 도플러 주파수 범위 및 상기 초기 코드위상지연 범위를 포함하는 일정 가설 범위 내에서 상기 일정 가설 범위의 도플러 주파수 가설과 코드위상지연 가설 각각에 대하여 상기 수신 신호와의 상관을 통해 상기 수신 신호에 해당되는 최종 도플러 주파수 값 및 코드위상지연 값을 획득하는 2차 신호탐색 단계를 포함할 수 있다.
- [32] 본 발명의 또 다른 측면에 따르면, GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치는 GNSS(Global Navigation Satellite System) 측위 신호 또는 대역확산 신호(Spread Spectrum) 중 적어도 하나의 수신 신호를 탐색하는 신호탐색부를 포함하고, 상기 신호탐색부는, 다수 개의 도플러 주파수와 다수 개의 코드위상지연을 포함하는 복합 가설에 대하여 상기 수신 신호와 한번의 상관(correlation)을 수행하는 방식을 통해 상기 수신 신호로 예측되는 축소된 초기 도플러 주파수 범위(Reduced Doppler frequency range) 및 초기 코드위상지연 범위(Reduced code phase range)을 획득하는 1차 신호탐색부; 및 상기 초기 도플러 주파수 범위 및 코드위상지연 범위를 포함하는 일정 가설 영역 내에 속한 도플러 주파수 가설과 코드위상지연 가설 각각에 대하여 상기 수신 신호와의 상관을 통해 상기 수신 신호에 해당되는 최종 도플러 주파수 값 및 코드위상지연 값을 획득하는 2차 신호탐색부를 포함할 수 있다. 이때, 상기 1차 신호탐색부는, 다수 개의 코드위상지연 가설 각각에 해당되는 코드 신호가 합산된 복합 코드 신호에 대한 동기 추적(compressed delay lock loop)을 통해 신호 탐색을 수행할 수 있다.

발명의 효과

- [33] 본 발명의 실시예에 의하면, 기존 A-GPS 처럼 통신 장치를 필요로 하지 않으며 기존 GNSS 및 대역확산 통신 시스템의 수신기 기술 보다 몇 배 이상 빠른 신호 탐색과 획득이 가능하여 신호 탐색과 신호 획득을 위한 수신기의 하드웨어가 매우 적게 소요되므로 시간적으로나 비용적으로나 최적의 수신기를 구현할 수 있다.

- [34] 본 발명의 실시예에 의하면, 2차원압축상관기를 신호 추적을 위한 코드위상 추적기 및 위상추적기 등에 적용하여 더 넓은 선형특성을 갖도록 함으로써 다중경로 및 잡음에 의한 순간적인 신호 흔들림에 강인한 시스템을 구현할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [35] 도 1은 일반적인 GPS 수신기가 1개의 위성 신호를 탐색하기 위하여 모든 코드 위상 가설과 모든 도플러 주파수 가설로 이루어진 2차원 GPS 신호 가설 탐색 영역을 탐색한 결과를 도시한다.
- [36] 도 2는 켈컴의 A-GPS 와 기존 GPS 방식에서 GPS 수신기의 콜드 스타트에서의 초기 위치 탐지 소요 시간을 비교 분석한 것이다.
- [37] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 있어서, 구조적 압축 감지 기술에 기반한 신호탐색부의 내부 구성을 도시한 블록도이다.
- [38] 도 4는 본 발명의 또 다른 실시예에 있어서, 구조적 압축 감지 기술에 기반한 신호탐색부의 내부 구성을 도시한 블록도이다.
- [39] 도 5는 일반적인 GPS와 Galileo신호의 ACF(Auto-Correlation Function)를 도시한다.
- [40] 도 6은 기존 GNSS 상관기를 이용한 수신기 신호탐색부의 내부 구성을 도시한 블록도이다.
- [41] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 있어서, 2차원 압축 상관 기술에 기반한 수신기에서 1차 신호탐색부의 내부 구성을 도시한 블록도이다.
- [42] 도 8는 본 발명의 일 실시예에 있어서, 2차원 압축 상관 기술에 기반한 수신기에서 2차 신호탐색부의 내부 구성을 도시한 블록도이다.
- [43] 도 9는 본 발명의 일 실시예에 있어서, 1차 신호탐색부와 2차 신호탐색부의 간략한 운용방안을 도시한 순서도이다.
- [44] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 있어서, 2차원압축상관 기술에 기반한 코드 추적기를 구현한 블록도이다.
- [45] 도 11은 압축상관기를 이용한 코드추적장치의 실시예에 따른 코드추적장치 판별기 값과 기존 E-L 상관기 판별기 값을 비교한 것이다

발명의 실시를 위한 형태

- [46] 이하, 본 발명의 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 그러나, 본 발명의 실시 예는 여러 가지 다른 유사한 형태로 변형될 수 있으며, 본 발명의 범위가 다음에 상술하는 실시 예에 한정되는 것은 아니다. 예를 들어, GNSS(Global Navigation Satellite Systems)는 미국의 GPS (Global Positioning System)을 포함하는 모든 종류의 위성 항법 시스템 (미국의 GPS, 러시아의 Glonass, 유럽의 Galileo, 중국의 Beidou, 일본의 QZSS)을 포괄적으로 지칭한다.
- [47] 본 발명에서는 GNSS를 GPS로 대표하여 서술하지만 근본적으로 모든 GNSS는 GPS와 동일하게 대역확산(Spread Spectrum) 신호를 사용하므로 모든 GNSS

수신기의 구현 예는 GPS 수신기의 구현 예와 유사하므로 특별히 구분하지 않는 한 같은 의미로 사용한다. 뿐만 아니라, 대역확산 신호를 사용하는 이동통신 시스템의 수신기에서도 동일한 기능을 수행하므로 본 발명이 적용되는 분야는 대역확산 신호를 사용하는 이동통신과 위성통신, 그리고 GPS(GNSS)와 같은 항법시스템에서 활용될 수 있다.

- [48] 따라서, 본 발명은 도면에 도시된 실시 예를 참고로 하여 설명하지만 이는 예시적인 것에 불과하며 당해 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 실시 예의 변형이 가능하다는 점을 이해할 것이다. 그리고, 이와 같은 변형은 본 발명의 기술적 보호범위 내에 있다고 보아야 한다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해서 정해져야 할 것이다.
- [49] 도 3은 본 발명의 제1실시예로서, 본 발명에 기초하여 일반적인 GNSS 수신기가 수신되는 GNSS 신호를 찾아 코드 위상(code phase) 정보를 획득하는 과정을 수행하는 압축감지(compressed sensing) 기술에 기반한 신호탐색부(Signal Searcher)의 구현 예를 도시한다.
- [50] 도 3에 도시한 바와 같이, 제1실시예에 따른 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치는 신호탐색부(300)를 포함하여 구성되며, 이때, 신호탐색부(300)는 병렬상관기(Parallel Correlators)(310), 신호생성기(320), 디코딩(신호정보탐색)모듈(330)로 구성될 수 있다.
- [51] 먼저, GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치에 구비된 수신기의 안테나(301)를 통하여 수신되는 신호는 주파수 하향 변환기(Frequency Down Converter)(302)와 ADC(Analogue to Digital Converter)(303)를 거쳐서 칩속도(chip rate) 보다 두 배 높은 샘플링(sampling) 주파수로 표본화 되어 얻어진 샘플신호(sampled signal)는 신호탐색부(300)로 입력된다. 일반적으로 수신기에서 수신되는 신호의 코드 위상(code phase)은 0.5칩 단위로 탐색되므로 본 발명에 있어서 상기 ADC(303)의 출력은 칩당 2개로 표본화됨을 가정한다. 신호탐색부(300)로 입력된 신호는 먼저 M개의 상관기로 구성된 병렬상관기(310)를 거친 후 각 상관기의 상관 출력으로서 디지털 신호 처리부인 디코딩모듈(330)로 출력된다. 이때, 병렬상관기(310)는 상관기1(311), 상관기2(312),..., 상관기M(313)로 구성되며, 본 발명에 따른 병렬상관기(310)의 상관 입력은 일반적인 기존 대역확산 신호의 탐색을 위한 상관 방식과 다르다.
- [52] 이하, 본 발명에 따른 압축감지 기법으로 GPS 또는 대역확산 신호의 측정치를 얻어내는 구체적인 과정을 설명한다.
- [53] 일반적으로 대역확산 신호를 탐지하기 위한 상관기(correlator)는 내부적으로 생성한 신호와 수신되는 신호간의 상관을 수행하는데, 상기 내부적으로 생성한 신호는 수신되는 신호가 갖는 확산코드(spreading code)와 동일한 확산코드로 이루어진 신호이다. 병렬상관기를 구비한 수신기는 상기 내부 발생 신호로 서로 다른 시간 지연(코드위상)을 갖는 다수개의 확산코드 신호를 만들어 각각의

신호와 수신신호간에 상관을 수행한다.

- [54] 그러나, 본 발명에 따른 상관 방식은 수신되는 신호와 내부적으로 만들어진 특별한 신호 간의 상관을 수행한다. 상기 특별한 신호는 A 행렬의 각 행이며 A 행렬은 $[M \times L]$ 의 크기를 갖는다. 상기 내부적으로 만들어진 특별한 신호는 신호생성기(320)를 거쳐서 만들어지는 신호로서, 다음과 같은 과정을 통하여 만들어진다. 이때, 신호생성기(320)은 PN생성기(322), Ψ 생성기(323), Φ 생성기(324), A생성기(325)로 구성될 수 있다.

- [55] 먼저, 블록 (321)의 정보는 A행렬을 만들기 위한 기본 정보 (A행렬의 크기 및 확산코드 정보)를 포함하는 것으로 신호생성기(320)으로 전달되며, $F=1$ 의 값으로 시작한다. 블록 (321)의 정보를 기반으로 PN생성기(322)는 획득(Acquisition)하려는 신호의 확산코드(spreading code) 신호를 발생시킨다. 확산코드의 발생은 일반적으로 LFSR(Linear Feedback Shift Register)을 이용하여 구현된다. PN생성기(322)를 거쳐 Ψ 생성기(323)에서 만들어지는 행렬 Ψ 는 도플러 주파수 f_F (F 는 도플러 주파수 인덱스)를 갖는 확산코드 신호의 상관행렬(Correlation Matrix)로서 다음 수학적 식 1과 같은 압축 행렬로 나타낼 수 있다.

- [56] [수학적 식 1]

- [57] $\Psi = \Psi_1 \cdot \Psi_2$,

- [58] 여기서

- [59]

$$\Psi_1 = \begin{bmatrix} p[1] & p[1] & \dots & p[1] & p[N] \\ p[1] & p[2] & \dots & p[N] & p[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ p[N] & p[N] & \dots & p[N-1] & p[N-1] \\ p[N] & p[1] & \dots & p[N-1] & p[N] \end{bmatrix}$$

- [60]

$$\Psi_2 = \begin{bmatrix} \exp\left[\frac{j2\pi f_F \times T_C}{2}\right] & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \exp\left[\frac{j2\pi f_F \times 2T_C}{2}\right] & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \exp\left[\frac{j2\pi f_F \times (2N-1)T_C}{2}\right] & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \exp\left[\frac{j2\pi f_F \times 2NT_C}{2}\right] \end{bmatrix}$$

- [61] 수학식 1에서 $p[k]$ 는 탐색하려는 신호의 확산코드(spreading code)의 k 번째 칩(코드)의 값($k=1,2,3,\dots,N$)으로서 +1 또는 -1의 값을 갖는다. 여기서 $N(>1)$ 은 확산코드의 한 주기에 해당하는 코드 개수이다. (참고로, GPS L1신호의 C/A 코드는 알려진 바와 같이, $N=1023$ 이며, IS-95 (CDMA) 방식의 이동통신에서는 $N=32768$ 이며 3세대 이동통신 WCDMA에서는 38400이다.) 수학식 1에서 $p[k]$ 가 2개씩 반복되어 있는 이유는 수신기가 수신된 신호로부터 칩당 2개의 샘플(2 samples per chip)을 만들어내는 것에 동기를 맞추기 위해서 이다. 즉, 확산코드 1칩의 시간 길이를 $T_c (= \frac{1}{R_c})$ 라고 할 때 (R_c 는 chip rate), 상기 Ψ_1 의 각 행은

$0.5T_c$ 단위의 서로 다른 코드(위상)지연을 갖는 확산코드를 나타낸다. 상기 Ψ_1 은 크기 $[L \times L]$ 을 가지며, 이하 $L=2N$ 을 나타낸다. 또한, f_F 는 현재 탐색하고자 하는 수신신호의 도플러 주파수를 나타내며, F 는 탐색하고자 하는 도플러 주파수의 정수 인덱스로서, f_0 를 가장 작은 도플러 주파수 값이라고 할 때, 미리 정해진 작은 주파수 간격 δf 에 대하여 $f_F = f_0 + F \times \delta f$ 로 나타낸다. 이렇게

F 를 증가시켜 다양한 도플러 주파수를 탐색하려는 이유는 지상 수신기에 수신되는 위성 신호의 도플러 주파수를 처음부터 정확히 예측할 수 없기 때문이다. 일반적으로 지상 GPS 수신기가 탐색하는 도플러 주파수 범위는 주로 -5KHz에서 +5KHz까지 10KHz 대역이고 1ms의 상관길이(correlation length)를 가정할 때 δf 가 500Hz가 되므로, f_0 를 -5KHz로 한다면 F 는 0~21까지의 정수 값을 갖는다. 그러나, δf 의 값은 수신기의 상관길이(correlation length)에 따라서 달라지므로 (반비례) 이하에서는 $F=1,2,3,\dots,F_{\max}$ 로 표현한다.

- [62] 기존의 일반적인 수신기에서의 병렬상관기(Parallel Correlators)는 상기 Ψ_1 의 각 행(row)과 같은 길이의 수신 신호 샘플을 입력 받아 두 입력 간의 상관을 수행한다. 그러나, 본 발명의 일실시예(도 3)에 따른 압축 감지 기법을 이용한 GNSS 또는 대역확산 신호의 신호탐색부(300) 구현에 있어서 각 병렬상관기(310)에 입력되는 내부 발생 신호는 A생성기(325)를 통해 생성되는 것으로, A생성기(325)는 위에서 만들어진 상관행렬 Ψ 와 다음 수학식 2의

Φ 생성기(324)에서 생성된 측정행렬 Φ 의 행렬 곱으로 만들어진다.

[63] [수학식 2]

[64] ,

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix}$$

[65] 여기서 행렬 Φ_1 의 m_1 번째 행과 l 번째 열에 위치한 원소 값과 Φ_2 의 m_2 번째 행과 l 번째 열에 위치한 원소 값은 다음과 같이 표현된다.

[66]

$$[\Phi_1]_{m_1, l} = \frac{1}{\sqrt{M_1}} WH_{M_1} \left[m_1, \left\lceil \frac{l}{\beta} \right\rceil \right]$$

$$[\Phi_2]_{m_2, l} = \frac{1}{\sqrt{M_2}} \exp \left(j \frac{2\pi m_2 l}{\alpha M_2} \right)$$

[67] 이며, $M_1 = 2^{M_{01}} = \lceil L/\beta \rceil$, 및 $M_2 = 2^{M_{02}}$ (여기서 M_{01} 및 M_{02} 는 양의 정수), $\beta = \lceil L/M_1 \rceil$, $m_1 \in \{1, 2, 3, \dots, M_1\}$,

$m_2 \in \{1, 2, 3, \dots, M_2\}$, $j = \sqrt{-1}$, α 는 0보다 큰 실수 (주로 3~7

사이의 값)이고 WH_{M_1} 는 $[M_1 \times M_1]$ 의 크기를 갖는 Walsh-Hadamard 행렬이며 $\lceil \cdot \rceil$ 는 천장값함수(ceil function)이다. 따라서 Φ_1 은 $[M_1 \times M_1]$ 크기의 월쉬(Walsh) 행렬의 각 열(column)이 β 번 연속으로 반복된 형태의 행렬이다. 예를 들어 $\beta=8$ 이고 $L=2046$ 인 경우, $M_1=256$ 가 되므로 Φ_1 은 다음과 같이 구해진다. (일반적으로 $\beta \geq 4$ 을 사용한다.)

[68] $\Phi_1 = [W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, \dots, W_{w_i}, \dots, W_{M_1-1}, W_{M_1}, W_{M_1}, W_{M_1}, W_{M_1}, W_{M_1}, W_{M_1}]$

[69] 여기서, w_i 는 임의의 월쉬코드 인덱스 ($1 \leq w_i \leq M_1$)이며 w_i 를 월쉬코드 인덱스로 갖는 월쉬코드 열(column) W_{w_i} 는 $[M_1 \times 1]$ 의 크기를 갖는다. 또한, 마지막 열에 있는 월쉬코드 W_{M_1} 은 Φ_1 의 열 개수에 맞추기 위하여 β 보다 작은 회수로

반복되었다. 그러나, Φ_1 을 이루는 월쉬코드 열들은 대부분 β 번 반복된다.

[70] 결과적으로 상기 측정행렬 Φ 는 $[(M_1+M_2) \times L]$ 크기의 행렬이 된다 (여기서, $(M_1$

$+M_2) \ll L$). 따라서, 최종 생성되는 압축감지행렬 $A (= \Phi\Psi)$ 는 $[(M_1+M_2) \times L]$ 의 행렬 크기를 갖게 된다. 수신되는 신호 $r(t)$ 의 칩당 2회씩 표본화(샘플링)하여 얻은 $[L \times 1]$ 크기의 수신 신호를 $X = [r(1), r(2), r(3), \dots, r(L)]^T$ (여기서 $(\cdot)^T$ 는

transpose)라고 할 때, $M (=M_1+M_2)$ 개의 병렬상관기(310)를 구성하는 각 상관기(311~313)는 상기 압축감지행렬 A 의 모든 행(row)과 수신되는 신호 간의 상관을 수행하여 측정치(Y)를 얻는다. 즉, 측정치 벡터는 $Y=AX$ 으로서, Y 는 $[(M_1+M_2) \times 1]$ 의 크기를 갖는다.

[71] 상기 샘플링된 수신신호 X 에 대한 Ψ 의 상관 출력을 X_1 이라고 표현하면, (M_1+M_2) 개의 병렬상관기의 출력 Y 는 수학식 3으로 표현된다.

[72] [수학식 3]

[73]

$$Y = \Phi X_1 = \Phi \Psi X = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{bmatrix} \Psi X = \begin{bmatrix} \Phi_1 \Psi \\ \Phi_2 \Psi \end{bmatrix} X = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$$

[74] 도 3과는 달리 도 4에 도시한 본 발명의 제2실시예에 있어서, 구현 알고리즘에 따라서 A 의 (M_1+M_2) 개의 행을 모두 사용하지 않고, A 의 M_1 개의 행만을 먼저 사용하여 도플러 주파수와 대각의 코드위상(approximate code phase)를 추정하고 나중에 A 의 나머지 M_2 개의 행을 사용함으로써 좀더 빠르게 신호 탐색을 수행하는 것도 가능하다. 즉, $\Phi_1 \Psi$ 으로 만들어진 M_1 개의 행을 서로 다른 도플러 주파수에 대한 측정치 $Y_1(F)$ (=도플러 주파수 f_F 에서의 Y_1 측정치)을 얻는데 사용하고, 모든 도플러 주파수에 대하여 얻어진 $F_{\max}$ 개의 Y_1 으로부터 수신 신호와 주파수가 가장 가까운 도플러 주파수를 추정한 후, 추정된 도플러 주파수에 대해서만 $\Phi_2 \Psi$ 로부터 얻은 M_2 개의 행을 이용하여 Y_2 을 얻어 보다 정확한 코드위상을 추정해낸다. 이렇게 되면, 도 3의 방식(모든 도플러 주파수에 대하여 (M_1+M_2) 개의 측정치 Y 을 얻는 방식)과는 달리 모든 도플러 주파수에 대하여 M_1 개의 측정치 Y_1 을 얻고 최종 추정된 도플러 주파수와 대략적 코드 위상 지연 값에 대해서만 1회에 한하여 M_2 개의 측정치 Y_2 을 얻는다. 따라서, 전자의 경우 총합 $(M_1+M_2)F_{\max}$ 번의 상관함수를 구동해야 하지만, 후자의 경우에는 총합 $M_1 F_{\max} + M_2$ 번의 상관함수를 구동하는 것이 가능하다.

[75] 기존의 일반적인 병렬상관기를 사용하는 수신기는 모든 도플러 주파수 (총 $F_{\max}$ 개)에 대하여 $L (=2N)$ 개의 병렬상관기를 모두 사용하여 총합 $LF_{\max}$ 개의 상관 측정치(correlation measurement)를 얻어야 하지만, 본 발명에 따른 압축감지 기술을 이용한 신호탐색부(300)에서는 최소 $M_1 F_{\max} + M_2$ 개의 병렬 압축상관기만으로 측정치를 얻는 것으로도 같은 기능을 수행할 수 있다는 것이다(여기서, $M_1, M_2 \ll L$). 본 발명에서 M_1 및 M_2 는 L 의 10~25%의 작은 값이므로 본 발명에 따른 수신기는 기존의 일반적인 수신기보다 약 4~10배 가량 적은 수의 병렬상관기를 사용하여 수신되는 GNSS(GPS) 또는 대역확산(Spread

Spectrum)방식의 통신신호를 탐지하고 획득할 수 있다.

- [76] 예를 들어 수신되는 GPS신호에서 도플러 주파수에 의한 주파수 오차가 없다고 가정하면 (또는 수신기가 수신 신호의 도플러 주파수에 맞는 주파수를 선택한 경우), $X_1(=\Psi X)$ 는 기존 수신기에서 사용하는 L개의 병렬상관기 출력으로 볼 수 있으므로 벡터 X_1 (크기 $[L \times 1]$)의 대부분의 원소(element)들은 작은 절대 값을 갖게 되며, L개 중에서 오직 3개의 연이은 원소들이 특별히 큰 절대 값을 갖는다(그 중에서도 중간의 값이 가장 큰 삼각형 형태의 값을 갖는다).

- [77] 예를 들면, $X_1 = \alpha e^{j\theta}[-0.1, 0.2, 0, -0.1, \dots, 0.1, 5, 10, 5, -0.1, -0.1, 0.2, \dots, 0.1]$ 과

같은 형식이 된다. 여기서, α 는 수신 신호의 강도에 관계되는 실수이며 θ 는

신호의 주파수 위상으로 $\alpha \in \mathbb{R}$ 및 $\theta \in [0, 2\pi)$ 이다. (만약, 칩 당 1회의

샘플링 주파수를 갖는 수신기라면 상기 L의 크기는 $2N$ 이 아니라 N 이 되며 X_1 의 원소들 중에서는 3개가 아닌 오직 1개의 원소만이 특별히 큰 절대 값을 갖는다.) 상기 절대 값이 작은 값들을 v 로 표현하고 절대 값이 큰 연이은 값들을 $V = [V1, V2, V3]$ ($|V2| > |V1|, |V2| > |V3|$)로 표현하면 X_1 은 v 와 V 가 섞여있는 벡터가 된다.

이때, 수신기는 X_1 벡터에서 원소 $V2$ 가 위치한 인덱스(index)

$$\varphi \quad (1 \leq \varphi \leq L)$$

를 찾아냄으로써 코드위상 탐색을 완료하게 된다. (이하의 설명에서 $V2$ 의 인덱스 값을 φ 라고 표시한다. 또한 수신기가 예측한 도플러 주파수가

수신되는 신호의 도플러 주파수와 맞지 않는 경우에는 신호 상관도가 낮아지므로 X_1 의 모든 요소의 값이 v 로 표현될 수 있다.) 압축감지 기술을 사용하지 않고 병렬상관기를 구비한 일반적인 수신기에서는 상관행렬 Ψ 만을 사용하므로 L개의 상관기 출력 X_1 에서 단순히 가장 절대 값이 큰 원소를 찾고 그 원소의 인덱스(index) φ 를 찾는다.

- [78] 이하, 본 발명에 따른 압축감지 기법으로 얻어진 GNSS 또는 대역확산 신호의 측정치로부터 신호 획득에 필요한 정보 (GPS의 경우 수신 신호의 코드 위상 값과 도플러 주파수 값, 대역확산방식의 이동통신 시스템인 경우 수신 신호의 코드 위상 값)를 얻어내는 디코딩모듈(330)의 알고리즘을 설명한다.

- [79] 먼저, 도 3의 제1실시예는 탐색하려는 도플러 주파수(인덱스 F로 표현)에 대하여 A행렬의 각 행(총 M개 행)을 병렬상관기(310)의 각 상관기(311, 312, 313)에 입력하여 수신되는 샘플 신호(sampled signal)와의 상관을 수행함으로써 M개의 상관출력 $Y(1 \sim MIF)$ 를 얻은 후에 $Y_1(CY)$ 으로부터 도플러 주파수와 대략적인 코드위상 값을 얻고 $Y_2(CY)$ 로부터 정확한 코드위상을 얻는 방식이다. 제일 먼저, FWHT(Fast Walsh Hadamard Transform)함수(331)는 (탐색하는 도플러 주파수 f_r 값을 사용한 Ψ 를 이용하여 얻어진 A로 측정된) M개의 병렬상관기(310)

상관출력 Y (크기 $[M \times 1]$)를 입력 받고 그 중 Y_1 에 대한 M_1 개 FWHT (M_1 point-FWHT)를 수행하여 M_1 개 결과 값을 얻고 그 결과 값에 절대값을 취하여 M_1 개의 $Z_1(F, w_i)$ 을 얻는다. (여기서 $Z_1(F, w_i)$ 은 탐색하는 도플러 주파수를 나타내는 인덱스 F 와 M_1 개의 FWHT 출력 결과에 대한 인덱스 $1 \leq w_i \leq M_1$ 를 나타낸다.) 상기 M_1 개의 출력 $Z_1(F, w_i)$ ($1 \leq w_i \leq M_1$)은 제1차판정함수(332)에서 미리 설정된 제1임계치(TH_1)과 비교되어 제1임계치(TH_1) 이상이 되는 출력 $Z_1(F, w_i)$ 이 있는지 판단한다. 만일 제1차판정함수(332)의 판정식($Z_1(F, w_i) > TH_1$)을 만족하는 $Z_1(F, w_i)$ 이 없는 경우 도플러주파수조절함수(335)로 진행하여 도플러 주파수 인덱스를 1만큼 증가시켜 다른 도플러 주파수 신호에 대한 병렬상관기(310) 출력 $Y(1 \sim M1F)$ 을 얻는다. 만일 제1차판정함수(332)의 제1차판정식($Z_1(F, w_i) > TH_1$)을 만족하는 $Z_1(F, w_i)$ 이 존재하는 경우, 그 FWHT 출력 인덱스 w_i 를 W_i 로 지정한다. 상세탐지함수(333)은 다음의 세 가지 입력: (1)

FWHT함수(331)으로부터 Y_2 를 (2) 제1차판정함수(332)로부터 W_i 를 (3) 상기 신호생성기(320)으로부터 $\Phi_2 (= [\phi_1^2, \phi_2^2, \phi_3^2, \dots, \phi_L^2])$ 를 입력

받는다. 상세탐지함수(333)은 제일 먼저 입력 받은 W_i 를 월쉬코드 인덱스로 갖는 Φ_1 의 모든 (최대 β 개의) 열 인덱스들(column indices)을 원소로 하는 집합 I_w 를 계산한다. 여기서, 집합 I_w 는 수학식 4와 같이 표현될 수 있다.

[80] [수학식 4]

[81] $I_w = \{\beta(W_i - 1) + 1, \beta(W_i - 1) + 2, \beta(W_i - 1) + 3, \dots, \min\{\beta W_i, L\}\}$

[82] 이때, 집합 I_w 는 $[1, L]$ 사이의 연속된 최대 β 개 값들을 갖는다.

[83] 그리고, 상세탐지함수(333)은 Y_2 와 ϕ_k^2 ($k \in I_w$) (k 간의

상관(correlation)을 수행하고 그 상관 결과들의 절대 값을 취하여 $Z_2(F, k)$ 를 얻는다. (경우에 따라서는 잡음(Noise)의 영향으로 상기 W_i 가 $N_w(>1)$ 개 발견될 수 있는데 이때, I_w 는 모든 W_i 를 월쉬코드 인덱스로 갖는 Φ_1 의 모든 (최대 $N_w \times \beta$ 개의) 열 인덱스들(column indices)을 원소로 하는 집합이 된다.) 상기 상세탐지함수(333)의 출력은 제2차판정함수(334)로 전달되어 미리 설정된 제2임계치(TH_2)에 대하여 제2차판정식 ($Z_2(F, k) > TH_2$)을 만족하는 k 를 찾는다. 이때, 제2차판정식을 만족하는 $Z_2(F, k)$ 가 발견되면 제2차판정함수(334)는 그 인덱스 k 를 현재 수신되는 신호의 코드위상(code phase) 추정 값 $\hat{\phi}$ 으로

출력하고 현재 탐색한 도플러 주파수를 실제 수신신호의 도플러 주파수 추정 값 $\hat{f}_F$ 으로 출력한다. 상기 제2차판정함수(334)에서 제2차판정식을 만족하는 Z_2

(F, k)가 발견되지 않는 경우에, 도플러주파수조절함수(335)로 진행하여 탐색하려는 도플러 주파수를 바꿔 새로운 도플러 주파수에서 위의 신호탐색 과정을 반복 수행한다.

- [84] 상기 도 3에 대한 본 발명의 제1실시예는 모든 도플러 주파수에 대하여 매번 크기 $[M \times 1]$ 의 상관출력 Y 를 얻지만, 제1판정함수(332)에서는 Y_1 만을 이용하여 판정을 수행하므로 Y_2 는 제1판정식을 만족하는 경우에만 상세탐지함수(333)에 입력된다. 따라서, 대부분의 경우 Y_2 는 사용되지 않고 도플러 주파수 f_F 가 실제 수신되는 도플러 주파수와 거의 같은 경우에만 사용된다.
- [85] 이와 같은 불필요한 측정치를 줄이기 위하여, 도 4에는 본 발명의 제2실시예에 따른 신호탐색부(400)를 도시한다. 도 4의 함수 401, 402, 403, 422 및 423은 도 3의 함수 301, 302, 303, 322 및 323과 각각 동일한 기능을 수행하므로 구체적인 설명을 생략한다.
- [86] 먼저, 제1차압축감지행렬 A_1 생성은 다음과 같은 정보를 입력받아 시작한다. Stage를 1로 지정하고, Ψ 와 Φ_1 의 크기를 각각 $[L \times L]$ 및 $[M_1 \times L]$ 로 하며, 탐색하고자 하는 도플러 주파수를 정하기 위하여 도플러 주파수 인덱스 값을 지정한다(처음엔 $F=1$ 로 시작). 또한, 생성될 PN코드 정보를 지정하기 위하여 GNSS의 경우 PRN코드 번호(PRN number)를 CDMA나 WCDMA 이동통신인 경우엔 찾고자 하는 기지국의 PN코드 정보를 입력 받는다. Φ_1 생성기(424)는 수학식 2에 나타낸 바와 같이 $[M_1 \times M_1]$ 크기의 월쉬(Walsh) 행렬 WH_{M_1} 의 각 열(column)이 β 번 연속으로 반복된 형태의 측정행렬 Φ_1 을 만든다. 따라서, A_1 생성기(425)의 출력은 제1차압축감지행렬(A_1)로서 Ψ 생성기(423)에서 출력된 상관행렬 Ψ 와 Φ_1 의 곱으로 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다(여기서 Ψ 는 상관행렬로서 수학식 1의 표현식에 따라 만든다).
- [87] [수학식 5]
- [88] $A_1 = \Phi_1 \Psi$
- [89] 상기 제1차압축감지행렬의 각 행(row)은 도 3의 경우와 같이 $[1 \times L]$ 의 크기를 가지며 제1차병렬상관기(410)의 각 상관기(411, 412, 413)에 각각 입력되어 샘플링(sampling)된 수신 신호 (샘플 신호 크기 = $[1 \times L]$)와 상관된다. 상기 각 상관기(411, 412, 413)의 출력 Y_1 은 탐색하고자 하는 임의의 도플러 주파수 (인덱스 F)에 대한 제1차병렬상관기(410) 출력으로서 $Y_1(1 \sim M_1|F)$ 로 표현하며 $[M_1 \times 1]$ 의 크기를 갖는다. FWHT함수(431)는 도 3의 제1실시예에서와 동일하게 $Y_1(1 \sim M_1|F)$ 를 입력 받아 M_1 개-FWHT(M_1 -point Fast Walsh Hadamard Transform)를 수행하고 상기 M_1 개-FWHT의 M_1 개 출력 결과에 절대값을 취하여 $Z_1(F, w_i)$ 을 얻는다. (여기서 $Z_1(F, w_i)$ 은 탐색하는 도플러 주파수를 나타내는 인덱스 F 와 M_1 개의 FWHT 출력에 대한 인덱스 w_i ($1 \leq w_i \leq M_1$)를 나타낸다.) 상기 M_1 개의 결과 $Z_1(F, w_i)$ ($1 \leq w_i \leq M_1$)은 제1차판정함수(432)로 입력되어 미리 설정된 제1임계치(TH_1)과 비교되어 제1임계치(TH_1) 이상이 되는 $Z_1(F, w_i)$ 이 있는지 판정 받는다. 만일 제1차판정함수(432)의 제1차판정식($Z_1(F, w_i) > TH_1$)을 만족하는 $Z_1(F, w_i)$ 이 없는 경우 도플러주파수조절함수(435)로 진행하여 도플러 주파수 인덱스를 1만큼 증가시켜 다른 도플러 주파수 신호에 대한 신호측정과 판정(함수 420, 410, 431,

432 수행)을 반복한다. 만일 제1차판정함수(432)의 제1차판정식($Z_1(F, w_i) > TH_1$)을 만족하는 $Z_1(F, w_i)$ 이 존재하는 경우, 그 인덱스 w_i 를 W_i 로 지정하고 현재 탐색한 도플러 주파수 추정값 ($\hat{f}_F$)과 W_i 를 블록 (451)로 출력한다. 블록 (451)에서는

상세한 코드위상(code phase) 값을 추정하기 위한 정보와 제2차압축감지행렬 A_3 를 생성하기 위한 몇 가지 기본 정보를 블록 (450)으로 전달한다. (경우에 따라서는 잡음(Noise)의 영향으로 상기 W_i 가 $N_w(>1)$ 개 발견될 수 있는데 이때, I_w 는 모든 W_i 를 월쉬코드 인덱스로 갖는 Φ_1 의 모든 (최대 $N_w \times \beta$ 개의) 열 인덱스들(column indices)을 원소로 하는 집합이 된다.) 상기 블록 (451)에서 블록 (450)으로 전달되는 정보는 상기 제1차판정함수(432)의 결과인 현재 탐색된 도플러 주파수 추정값($\hat{f}_F$)과 상기 측정행렬 Φ_1 에서 W_i 를 월쉬코드 인덱스로

갖는 모든 (최대 β 개) 열들의 열 인덱스(column indices)들의 집합(I_w), A_3 의 크기에 대한 정보 - M_3 및 L , 그리고 PN코드생성을 위한 GNSS의 PRN정보 (CDMA 및 WCDMA 이동통신의 경우 단말기가 탐색하고자 하는 PN코드 생성정보) 등으로 이루어진다. 상기 I_w 는 수학식 4와 같이 만들어진다. 또한, 블록 (451)에서 변수 'Stage'는 2로 그 값이 지정된다(Stage=2). 상기 블록 (451)로부터 입력된 정보를 기반으로 A_3 생성블록(450)에서는 먼저 PN생성기(452)로부터 PN코드를 생성한다(함수 422는 함수 322와 동일). 상기 생성된 PN코드와 현재 탐색한 도플러 주파수 추정값 ($\hat{f}_F$)은 Ψ 생성기(453)로

입력되어 도플러 주파수 $\hat{f}_F$ 에서의 상관행렬 Ψ 를 만든다. 상기 블록

(451)로부터 입력된 I_w 의 총 원소 개수를 N_l 라고 할 때, I_w 는 Φ_3 생성기(454)로 입력되고 측정행렬 Φ_3 는 $[M_3 \times L]$ 의 크기를 가지며 (여기서 $M_3 = 2^x$ 로서 x 는 $2^x \geq N_l$ 가 되는 최소 양의 정수(smallest positive integer)) 다음과 같이 만들어진다. 측정행렬 Φ_3 는 I_w 의 원소 값을 인덱스로 갖는 열(column)을 제외한 모든 열(column)이 제로벡터(0)로 구성되어 있으며, 나머지 열(column)들은 길이 M_3 의 서로 다른 월쉬코드를 열로 갖는다. 따라서, Φ_3 의 m_3 번째 행과 l 번째 열 ($i \in N_l$)은 다음과 같이 표현된다.

[90] [수학식 6]

$$[\Phi_3]_{m_3, l} = \frac{1}{\sqrt{M_3}} WH_{M_3} [m_3, l]$$

[92] 여기서, WH_{M_3} 는 $[M_3 \times M_3]$ 의 크기를 갖는 Walsh-Hadamard 행렬이다.

[93] 예를 들어,

$$[\Phi_1] = [W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, W_1, \dots, W_{w_i}, \dots, W_{M_1-1}, W_{M_1}, W_{M_1}, W_{M_1}, W_{M_1}, W_{M_1}]$$

- [95] 이고, W_i 가 2인 경우, $I_w=\{9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16\}$ 이 되며, Φ_3 는 다음과 같다.
- [96] $\Phi_3 = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, W_1^{M_3}, W_2^{M_3}, W_3^{M_3}, W_4^{M_3}, W_5^{M_3}, W_6^{M_3}, W_7^{M_3}, W_8^{M_3}, 0, 0, 0, \dots, 0,]$
- [97] 여기서, $W_n^{M_3}$ 은 WH_{M_3} 의 n 번째 열을 나타낸다.

- [98] 최종적으로 A_3 생성기(455)에서는 제2차압축감지행렬 A_3 를 측정행렬 Φ_3 과 상관행렬 Ψ 의 곱으로 만든다($A_3=\Phi_3\Psi$). 상기 제2차압축감지행렬 A_3 의 모든 행(row)들은 제2차병렬상관기(440)으로 입력되어 A_3 의 각 행(row)과 수신된 샘플 신호간의 상관이 수행되고 그 병렬 상관의 결과로 (현재 탐색하는 도플러 주파수 $\hat{f}_F$ 와 수신 신호의 코드위상 φ 의 대략적 추정치를 I_w 구간 내로 가정했을 때의) 압축감지 측정치 Y_3 를 얻는다. (여기서 Y_3 는 크기 $[M_3 \times 1]$ 를 가지며 $Y_3(1 \sim M_3, I_w)$ 과 같이 표현할 수 있다. 또한, 상기 제2차병렬상관기(440)은 앞의 제1차병렬상관기(410)으로 대체될 수 있다.) 상기 출력 Y_3 는 다시 FWHT함수(431)로 입력되고 FWHT함수(431)은 M_3 개-FWHT (M_2 -point Fast Walsh Hadamard Transform)를 수행하고 상기 FWHT함수(431)의 M_3 개 출력 결과에 절대값을 취하여 M_3 개의 $Z_3(F, k)$ 를 얻는다. (여기서 $Z_3(F, k)$ 은 탐색하는 도플러 주파수를 나타내는 인덱스 F 와 M_3 개의 FWHT 출력의 인덱스 $1 \leq k \leq M_3$ 를 나타낸다.) 상기 M_3 개의 결과 $Z_3(F, k)$ 는 제2차판정함수(434)에서 미리 설정된 제2임계치(TH_3)과 비교되어 제2임계치(TH_3) 이상이 되는 결과 $Z_3(F, k)$ 가 있는지 판단한다. 만일 제2차판정함수(434)의 제2차판정식($Z_3(F, k) > TH_3$)을 만족하는 $Z_3(F, k)$ 가 없는 경우 도플러주파수조절함수(435)로 진행하여 도플러 주파수 인덱스를 1만큼 증가시켜 다른 도플러 주파수 신호에 대한 신호측정과 판정을 다시 반복한다(함수 420, 410, 431, 432를 수행). 만일 제2차판정함수(434)의 제2차판정식($Z_3(F, k) > TH_3$)을 만족하는 $Z_3(F, k)$ 가 존재하는 경우, 그 FWHT 출력 인덱스 k 를 현재 수신되는 신호의 코드위상(code phase) 추정치 $\hat{\varphi}$ 로 지정하고 현재 탐색한 도플러 주파수 추정값($\hat{f}_F$)과 $\hat{\varphi}$ 를 최종 신호 획득 결과로 출력한다.

- [99] 유럽의 갈릴레오(Galileo)와 같은 신호의 경우, GPS에서는 X_1 이 신호의 코드 위상이 맞는 부분에서 삼각형의 형태를 보이지만, BOC (Binary Offset Carrier) 방식을 사용하므로 상관결과가 삼각형의 형태가 아닌 +값과 -값이 교차하는 sinc 함수의 형태를 띠게 된다. 도 5에는 일반적인 GPS와 Galileo신호의 상관결과를 나타낸다. 도 5에서 수평축은 수신되는 신호의 확산코드와 수신기가 내부적으로 발생시킨 확산코드의 상대적인 코드위상 차(relative code phase)이고 그 값은 칩(chip) 단위로 표현되어 있다. 본 발명에서 제시하는 GPS 및 대역확산 신호의 압축감지기술을 이용한 신호획득 기법은 일반적인 GNSS 신호에서 그대로 활용할 수 있지만, 가장 일반적인 BOC(1,1)를 사용하는 Galileo 항법위성의

신호를 획득하고자 하는 경우 0.5칩(T_c) 단위로 만들어지는 $2N(=L)$ 개의 열을 갖는 모든 측정행렬 Φ (즉, 도 3 및 도 4에서 제시한 Φ_1 , Φ_2 및 Φ_3 등)의 모든 홀수열(odd columns) 또는 모든 짝수열(even columns)에 -1을 곱하여 사용한다. 예를 들어 도 3의 구현 예로서 $\beta=8$ 이고 $L=2046$ 인 경우, $M_1=256$ 가 되므로 Galileo 신호 획득을 위한 Φ_1 은 다음과 같이 구해진다.

$$[100] \quad \Phi_1 [-W_1, W_1, -W_1, W_1, -W_1, W_1, -W_1, W_1, \dots, -W_{M_1}, W_{M_1}, -W_{M_1}, W_{M_1}, -W_{M_1}, W_{M_1}]$$

[101] 또는

$$[102] \quad \Phi_1 [W_1, -W_1, W_1, -W_1, W_1, -W_1, W_1, -W_1, \dots, W_{M_1}, -W_{M_1}, W_{M_1}, -W_{M_1}, W_{M_1}, -W_{M_1}]$$

[103] 가 되며, 상기 도 4의 설명에서 예시한 Φ_3 의 구현 예에서는 다음과 같이 변형하여 사용한다.

$$[104] \quad \Phi_3 = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -W_1^{M_3}, W_2^{M_3}, -W_3^{M_3}, W_4^{M_3}, -W_5^{M_3}, W_6^{M_3}, -W_7^{M_3}, W_8^{M_3}, 0, 0, 0, \dots, 0,]$$

[105] 또는

$$[106] \quad \Phi_3 = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, W_1^{M_3}, -W_2^{M_3}, W_3^{M_3}, -W_4^{M_3}, W_5^{M_3}, -W_6^{M_3}, W_7^{M_3}, -W_8^{M_3}, 0, 0, 0, \dots, 0,]$$

[107] 가 된다. 즉, 0.5칩(T_c) 단위로 $L(=2N)$ 개의 열을 갖는 측정행렬의 짝수 또는 홀수열에 -1을 곱하여 생성한다. 따라서, BOC(1,1)를 이용하는 Galileo 신호의 경우 도 3 및 도 4의 구현에서 모든 측정행렬 Φ (Φ_1 , Φ_2 및 Φ_3 등)의 모든 홀수열(odd columns) 또는 모든 짝수열(even columns)에 -1을 곱하면 된다.

[108] 이와 같이, 본 발명의 두 가지 실시예에 따르면, 기존 A-GPS 처럼 별도의 통신 장치를 필요로 하지 않으며 기존 GNSS 및 대역확산 통신 시스템의 수신기 기술 보다 몇 배 이상 빠른 신호 탐색과 획득이 가능하여 신호 탐색과 신호 획득을 위한 수신기의 하드웨어가 크게 적게 소모되므로 최소의 시간과 하드웨어가 소요되는 비용이 최소가 되는 최적의 수신기를 구현할 수 있다.

[109] 본 발명의 실시예에 따른 방법들은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 또한, 상술한 파일 시스템은 컴퓨터 판독이 가능한 기록 매체에 기록될 수 있다.

[110] 압축 감지 기법의 또 다른 실시예는 아래와 같이 설명될 수 있다.

[111] 도 6은 상관기(correlator)를 이용하는 기존 GNSS 수신기의 신호탐색부를 도시하고 있다. 또한, 도 6에서는 상관기를 사용하는 방식의 가장 기본적인 예로써 직렬탐색(Serial Search) 방식을 도시한다. 본 발명에서 제시하는 2차원 압축상관기법의 구현은 도 6에 도시한 일반적인 신호탐색부와 전체적인 구조는 유사하므로 도 6의 설명을 선행한다.

[112] 먼저 안테나로부터 수신된 GNSS신호는 RF(radio frequency) 처리블록을 거쳐서

IF(intermediate frequency)신호로 전환된다. 도 6에서는 IF로 이미 전환된 수신신호를 신호탐색부의 입력으로 묘사하고 있다. 수신되는 신호는 진폭 A , 위상 ϕ_r , 중심주파수 f_1 , 코드위상지연 t_0 을 갖는 위성 s 의 코드신호 $c(t)$ 이다.

도시하는 바와 같이, I채널 및 Q 채널로 입력되는 수신신호 $r_I(t)$, $r_Q(t)$ 에는 각각 $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 로 표현되는 AWGN (Additive White Gaussian Noise, 백색잡음)가 포함되어 있다. 상기 수신신호 $r_I(t)$, $r_Q(t)$ 는 1차 곱셈기(201, 202)에서 수신기가 블록 204에서 생성한 특정 주파수 $f_{IF} + k_f \Delta f$ 를 갖는 Carrier신호 및 90도

위상 변환된 Carrier 신호와 각각 곱해진다 (여기서 $f_{IF} + k_f \Delta f$ 는 수신기가

알고 있는 값). 상기 1차곱셈기의 출력은 각각 대역통과필터(BPF: 211 및 212)와 샘플러(ADC: 621 및 622)를 거쳐 $I_{IF}[nTs]$ 와 $Q_{IF}[nTs]$ 를 발생시킨다. (여기서 Ts 는 샘플의 간격이고 n 은 각 샘플링 시점의 시간 인덱스). 상기 $I_{IF}[nTs]$ 와 $Q_{IF}[nTs]$ 는 다시 2차곱셈기 (631, 632)에서 수신기가 생성한 특정 코드위상지연(또는, 코드위상 code phase) k_c 를 갖는 특정 위성 s 의 코드신호 $c(t)$ 와 곱해진다. 상기 2차곱셈기(631, 632)의 출력은 각각 $I[nTs]$ 와 $Q[nTs]$ 로 표시되며 누적기(641, 642)에서 N 개의 시간적으로 연속된 출력이 누적되어 각각 Z_I 와 Z_Q 를 발생한다. 상기 Z_I 와 Z_Q 는 각각 제곱기(651, 652)에서 제곱되고 합산기(661)에서 그 값이 합해져서 판단변수(Decision Variable) $Z(= Z_I^2 + Z_Q^2)$ 를 만든다. 상기

판단변수 Z 는 1차판별기(662)에서 탐지임계치(Detection Threshold) γ 와 비교되어 Z 값이 γ 보다 큰 경우에는 GNSS 신호를 찾은 것으로 판단하여 이때의 도플러 주파수 값을 나타내는 인덱스 k_f 와 코드위상지연 값 k_c 를 출력한다. 상기 탐지임계치는 상관기의 동위상상관길이(Coherent Correlation Length) 및 비동위상누적수(Non-Coherent Accumulation Length), 탐지확률(Probability of Detection), 오보확률(Probability of False Alarm) 및 도플러 주파수 가설 간격(Doppler frequency search step)등에 따라 결정된다. 만일, Z 값이 γ 보다 작은 경우에는 현재의 가설 (k_f 로 표현되는 도플러 주파수 가설과 k_c 로 표현되는 코드위상지연 가설)이 틀린 것으로 판단하고 k_f 또는 k_c 를 하나 증가하여 새로운 가설에서의 신호 탐색을 수행한다. 이러한 신호 탐색은 일반적으로

$-K_F \leq k_f \leq K_F$ 의 도플러 주파수 가설 구간과 $1 \leq k_c \leq K_T$ 의 코드 위상 지연

가설 구간에 대하여 이루어진다. (GPS L1 C/A 신호를 이용하는 GPS 수신기라면 일반적으로 1msec의 상관길이를 가지는데, 칩당 2회 샘플링을 하고 C/A 신호의 주기가 1023이므로, $K_F=5\text{KHz}$, $\Delta f=500\text{Hz}$, $K_T=2046$ 이 된다).

- [113] 일반적으로 GNSS 수신기는 설정된 도플러 주파수 가설 내에서 모든 신호의 코드위상지연 가설을 검증하는 방식으로 구현된다. 따라서, 상기 1차판별기(662)에서 Z 값이 γ 보다 작은 것으로 판정되면, 2차판별기(671)에서

현재 시험된 코드위상지연 가설이 마지막 가설인지 판별한다. 즉, $k_i = K_T$ 인지 그 여부를 판별하고 그렇지 않은 경우($k_i \neq K_T$)에는 다음 코드위상(지연) 가설을 시험해보도록 블록634에서 k_i 값을 하나 더 증가시키고 증가된 k_i 값을 현재의 코드위상지연 값으로 갖는 GNSS 위성의 PRN 코드신호를 블록633에서 발생시킨다. (참고로, 초기 도플러 주파수 및 코드위상지연 가설은 블록605에서 지정하는 바와 같이 $k_f = 1$ 및 $k_i = 1$ 이다.) 따라서, 현재 시각 $t = nT_s$ 에서 발생하는 신호는 도시하는 바와 같이, $C^s[n - k_i]$ 로 표현될 수 있다. 만일 2차판별기에서 $k_i = K_T$ 로 판별된 경우에는 블록 272에서 $k_i = 0$ 으로 초기화 하고 블록634로 진행한다. 동시에 2차판별기에서 $k_i = K_T$ 로 판별된 경우에는, 3차판별기(681)로 진행하여 $k_f = K_F$ 인지 그 여부를 판별하는데, 만일 $k_f \neq K_F$ 인 경우에는 블록635로 진행하여 k_f 값을 1만큼 더 증가시켜 새로운 도플러 주파수 가설에서 신호 탐색을 시작하도록 만든다. 만일 $k_f = K_F$ 인 경우에는 블록682에서 $k_f = 0$ 으로 초기화 시키고 블록635로 진행한다. 블록603은 블록604에서 발생한 내부 생성 Carrier신호가 90도 위상 변환되도록 만드는 위상변환기이다.

- [114] 상기 도 6에 설명한 바와 같이, 기존의 GNSS 신호탐색부는 1개의 도플러 주파수와 1개의 코드 위상 지연을 나타내는 개별 가설(individual hypothesis) 각각에 대하여 신호 상관을 수행하기 때문에, 21개의 도플러 주파수와 2046개의 코드 위상 지연이 가능한 경우 약 43000개의 모든 가설을 각각 시험하여 각 가설에서의 탐지변수를 검증하는 절차를 거쳐야 하는 구조를 갖는다.
- [115] 도 7은 본 발명의 구체적인 실시예에 따른 1차신호탐색부(1st Stage Signal Searcher)를 도시한다. 1차신호탐색부는 도7에서와 같이 일반적인 GNSS 수신기처럼 매번 단 1개의 도플러 주파수와 코드 위상 지연 가설 쌍을 탐지하는 것과는 달리, 다수개의 도플러 주파수 가설과 다수개의 코드위상지연 가설을 한번의 상관(correlation)으로 탐색하는 것이 가능한 2차원압축상관기를 이용한 신호탐색부(Signal Searcher)를 사용한다. 본 발명에서는 도 7의 구현 방식에 따라 찾아진 도플러 주파수(Doppler frequency)와 코드위상지연(code phase)은 대략적인 값으로부터 도 8의 2차신호탐색부를 추가로 수행하는 방식을 제시한다. 본 발명에서는 이러한 두 가지 순차적(1차, 2차) 신호탐색 방식으로 1차신호탐색부에서 먼저 대략적으로 수신신호의 도플러 주파수와 코드위상지연을 축소된 가설 범위 내로 찾아내고, 이후 보다 구체적이고 상세히 탐지하여 정확한 도플러 주파수와 코드위상지연을 찾는 방식으로써 전체적인 GNSS 신호 획득 시간(Acquisition Time)을 크게 단축한다. 이하 설명에서, 도 3의 구현을 설명하면서 다수 개의 블록이 도 6의 것과 동일한 기능을 갖기 때문에 동일한 블록에 대한 설명은 최대한 간략화 한다.
- [116] 먼저 I채널 및 Q채널로 수신되는 신호 $r_I(t)$ 및 $r_Q(t)$ 는 도 6의 입력신호와 동일하며 1차곱셈기(701, 702)와 위상변환기(703)의 기능은 각각 도 2에서 보인 1차곱셈기(601, 602)와 위상변환기(603)와 동일하다. 상기 1차곱셈기(701, 702)에 입력되어 수신되는 신호와 곱해지는 수신기 내부 발생 Carrier신호는 도 2와는

다르게 복합적Carrier신호(Combined carrier signal)이다. 도 7에서의 블록711과 블록712는 도 6에서 소개한 대역통과필터(BPF: 611 및 612)와 샘플러(ADC: 621 및 622)를 단순히 2개의 블록으로 축약하여 표현한 것이다. 따라서, 블록 711 및 712의 출력은 $I_{rf}[nTs]$ 와 $Q_{rf}[nTs]$ 이며, $I_{rf}[nTs]$ 와 $Q_{rf}[nTs]$ 는 다시 2차곱셈기(731, 732)에서 수신기가 생성한 복합코드위상(combined code phase) 지연을 갖는 특정 위성 s 의 복합코드신호 (Combined code phase signal) $c(t)$ 와 곱해진다. 상기 2차곱셈기(731, 732)의 출력은 각각 $I[nTs]$ 와 $Q[nTs]$ (또는 I 와 Q)로 표시되며 누적기(741, 742)에서 N 개의 시간적으로 연속된 2차곱셈기 출력이 누적되어 각각 Z_I 와 Z_Q 를 발생한다. 상기 Z_I 와 Z_Q 는 각각 제곱기(751, 752)에서 제곱되고 1차합산기(761)에서 합산되어 판단변수(Decision Variable)

$$Z(= Z_I^2 + Z_Q^2) \text{를 만든다.}$$

- [117] 상기 판단변수 Z 는 1차판별기(762)에서 1차탐지임계치(1st Detection Threshold) γ_1 과 비교되어 Z 값이 γ_1 보다 큰 경우에는 GNSS 신호를 찾은 것으로

판단하여 이때의 탐지된 대략적인 도플러 주파수 값을 나타내는 인덱스 $k_{f,i}$ 와 대략적인 코드위상지연을 나타내는 값 k_t 를 출력한다 (이 출력은 도 8에 도시하는 2차신호탐색부로 입력되어 세밀한 가설로 분해된 후 좀더 세밀한 신호 탐색을 위한 기준이 된다.) 상기 1차탐지임계치(Detection Threshold) γ_1 는 도

6의 탐지임계치와 같이 다양한 변수에 의하여 적절한 값이 결정된다. (반복 설명 생략) 만일, Z 값이 γ_1 보다 작은 경우에는 현재의 가설이 틀린 것으로 판단하고

k_f 또는 k_t 를 한 단계 더 증가시켜 새로운 복합 가설에서의 신호 탐색을 수행한다. 상기 1차판별기(762)에서 Z 값이 γ_1 보다 작은 것으로 판정되면,

2차판별기(771)에서 현재 시험된 복합코드위상지연 가설이 마지막 코드위상지연 가설(last code phase hypothesis)을 포함하는지 판별한다. 즉,

$$|k_t - K_T| < K_t \text{ 인지 여부를 판별하고 그렇지 않은 경우에는 블록}$$

772에서 k_t 값을 K_t 만큼 더 증가시키고 그 증가된 k_t 값을 코드위상지연 값으로 갖는 GNSS 위성의 PRN 코드신호를 PRN 신호발생기(773)에서 발생시킨다. 상기 PRN 신호발생기(773)의 출력과 그 출력이 다시 $[1, 2, \dots, K_t-1]Ts$ 만큼 시간적으로 지연된 PRN신호들이 모두 2차합산기(775)로 출력된다. 여기서 GPS와 같은 BPSK(Binary Phase Shift Keying)을 갖는 신호의 경우 상기 PRN신호들은 모두 같은 부호로 더해져서 상기 2차합산기(775)의 출력 $cc(t)$ 는 $c(n-k_t)+c(n-k_t-1)+c(n-k_t-2)+\dots+c(n-k_t-K_t+1)$ 로 표현할 수 있다. 이와는 다르게, Galileo의 BOC(n,n)과 같은 신호들은 각 시간 지연 값마다 부호가 바뀌어

더해져서 상기 2차합산기(775)의 출력 $cc(t)$ 는 $c(n-k_t)-c(n-k_t-1)+c(n-k_t-2)-\dots+(-1)^{K_t-1}c(n-k_t-K_t+1)$ 로 표현할 수 있다. 따라서, 상기 2차합산기(775)의 출력은 연속된 서로 다른 코드위상지연을 갖는 다수개의 PRN신호가 합산된 복합신호이다. 만일, 상기 2차판별기(771)에서 $|k_t - K_T| < K_t$ 로 판별된 경우에는

블록 774에서 $k_t=1$ 으로 초기화 하고 PRN신호발생기(773)로 진행한다. 또한, 동시에 3차판별기(781)로 진행하여 $k_{f,K_f} < K_F$ 여부를 판별한다. 만일

$k_{f,K_f} < K_F$ 인 경우에는 블록 7821, 7822 그리고 7823으로 진행하여

복합신호의 주파수 인덱스 $k_{f,1}, k_{f,2}, \dots, k_{f,K_f}$ 의 값들을 모두 K_f 만큼

증가시키고 각각 4차판별기(7841, 7842, 7843)으로 진행하여

$k_{f,1}, k_{f,2}, \dots, k_{f,K_f}$ 값들이 K_F 보다 작은지 판별한다. 만일 K_F 보다 큰

값을 갖는 주파수 인덱스가 있다면, 해당 도플러 주파수를 갖는 Carrier 신호는 발생하지 않는다. 따라서, 도시하는 바와 같이, 주파수 인덱스가 K_F 보다 작은 경우 블록7851 또는 블록7852 또는 블록7853로 진행하여 Carrier발생기(Carrier Generator)에서 입력된 주파수 인덱스($k_{f,1}, k_{f,2}, \dots, k_{f,K_f}$ 등)에

해당하는 Carrier신호들을 발생시킨다. 상기 블록7851 또는 블록7852 또는 블록7853에서 발생된 Carrier 신호들은 블록7862 및 블록7863에 도시된 바와 마찬가지로 블록3851의 출력 Carrier신호는 위상 증감없이 3차합산기(704)로 입력되고 블록3852의 출력 Carrier신호는 1차위상변환기(7862)에서 90도 위상감소 되어 3차합산기(704)로 입력되며 그 다음 Carrier신호는 180도 위상감소 되는 방식으로 위상변환 시켜 3차합산기(704)로 입력한다. 따라서, 블록7853의 출력 Carrier신호는 K_f 차위상변환기(7863)에서 위상이 $90 \times (K_f-1)$ 만큼 감소되어 3차합산기(704)로 입력된다. 결과적으로, 상기 3차합산기의 출력은 수학적으로

$$2 \sum_{k=1}^{K_f} \cos[2\pi(f_{IF} + k_{f,k}\Delta f)t + (1-k)\pi/2] \text{으로}$$

표현될 수 있다. 참고로, 도 7에 도시하는 1차 신호탐색부의 초기 코드위상지연 및 도플러 주파수 값은 블록774와 블록7831~7833의 값을 따른다. 참고로, 도 7의 1차신호탐색부에서 $K_t \geq 3$, $K_f \geq 3$ 의 값을 가질 수 있으므로 일반적인 도 6의 신호탐색부보다 최소 9배 이상의 빠른 탐색이 가능하다.

[118] 상기 Carrier발생기(7851~7853)의 출력에 대하여 위상변환기(7862 및 7863)를 사용하는 이유는 상기 Carrier발생기(7851~7853)에서 발생된 Carrier신호가 상기

누적기(741, 742)에서 누적되는 동안 발생하는 평균적인 위상 변화를 보상하기 위한 것이다. 본 발명에서는 $\Delta f=500\text{Hz}$ 그리고 1msec 의 상관길이를 예를 들었으므로, Δf 만큼의 상대적 도플러 주파수 차이를 가지고 있는 상기 Carrier발생기(7851~7853)에서 발생된 이웃하는 Carrier신호들은, 상기 누적기(741, 742)에서 누적되는 출력신호에 90° 씩의 위상 증가가 발생한다. 이를 보상하고 Z_i, Z_o 의 크기가 최대가 되도록 하기 위하여 상기 위상변환기(7862 및 7863)를 사용하는 것이다. 따라서, 만일 상기 Carrier발생기(7851~7853)에서 발생된 이웃하는 Carrier신호들의 상대적 도플러 주파수 편차 Δf 와 상기 누적기(741, 742)의 시간적 누적길이의 곱이 본 발명의 예제(각각 500Hz , 1msec)와는 달리 0.5가 되지 않는다면 상기 위상 변환기(7862, 7863)에서의 위상 증감도 적절하게 달라져야 한다.

[119] 도 8에는 본 발명에서 제시하는 2차신호탐색부((2nd Stage Signal Searcher))가 도시되어 있다. 2차신호탐색부의 기본 구조도는 도 8에서 설명한 일반적인 GNSS 수신기의 신호탐색부의 구현 구조도와 매우 유사하다. 예를 들어, 도 8의 블록801, 802, 803, 804, 811, 812, 821, 822, 831, 832, 833, 841, 842, 851, 852, 861, 862는 각각 도 6의 블록601, 602, 603, 604, 611, 612, 621, 622, 631, 632, 633, 641, 642, 651, 652, 661, 662과 각각 동일하므로 그 설명은 생략한다.

[120] 도 8에 도시한 2차신호탐색부는 도 7의 1차 신호탐색부의 출력($k_{f,i}$ 과 k_i)을 입력 받아 그 값을 각각 k_f^o 및 k_t^o 로 치환하고 k_f^o 과 k_t^o 가 나타내는 도플러

주파수와 코드위상지연 가설 영역에서의 신호탐색을 수행한다. 이때, 입력된 k_f^o 과 k_t^o 가 나타내는 가설 영역은 주파수 인덱스 k_f 및 코드위상지연 인덱스 k_t

로 표현할 때, $k_f^o \leq k_f \leq k_f^o + K_f$ 및

$k_t^o \leq k_t \leq k_t^o + K_t - 1$ 이므로, 블록805에서 도시하는 바와 같이

초기 도플러 주파수와 코드위상지연 가설 인덱스는 각각 k_f^o 와 k_t^o 로

지정된다. 블록804는 주어진 초기 도플러 주파수 가설($k_f = k_f^o$)에 해당하는

Carrier신호를 생성하여 1차곱셈기(801)에 공급하며, 같은 Carrier신호가 위상변환기(803)을 통과하여 90° 위상증가 된 후 1차곱셈기(802)로 공급된다.

블록833은 주어진 초기 코드위상지연 가설($k_t = k_t^o$)에 따른

코드위상지연(code phase)를 갖는 PRN코드신호 $c^*[n-k_t]$ 를 발생하여

2차곱셈기(831 및 832)에 공급한다. 이렇게 하여 얻어진 판단변수 Z 는 도2에서

도시한 탐지임계치(Detection Threshold)와 동일한 값 τ 과 비교될 수 있는데, 이는

2차신호탐색부(도 8)는 도 6에 도시한 신호탐색부와 동일한 상관 방식을 갖기 때문이다. 즉, 2차신호탐색부는 일반적인 GNSS 수신기가 갖는 신호탐색부와 동일한 구현방식을 갖기 때문에 탐색 성능도 동일하므로 같은 탐지임계치를 사용할 수 있다. (도 8의 2차신호탐색부와 도 2의 신호탐색부가 다른 점은 단지 도 8의 2차신호탐색부는 주어진 좁은 2차원 가설영역에서만 신호를 탐색한다는 것이다.) 1차판별기(862)에서 $Z > \gamma$ 으로 판별이 난 경우에는 현재 검증한

도플러 주파수와 코드위상지연 값 (k_f 과 k_t)을 최종 탐색결과로 출력하고 $Z > \gamma$ 로 판별이 난 경우에는 블록871로 진행하여 현재의 코드위상지연 k_t 가 최대치인지를 파악한다. 따라서,

$$k_t \leq k_t^o + K_t - 1 \quad \text{인 경우에는}$$

블록834로 진행하여 k_t 를 1만큼 증가시키고 블록 833에서 증가된 값에 해당하는 PRN코드신호가 발생되도록 한다. 만일 $k_t > k_t^o + K_t - 1$ 인

경우에는 블록 872로 진행하여 $k_t = k_t^o$ 로 k_t 를 초기화 시키고 동시에

3차판별기(881)로 진행하여 현재의 도플러 주파수 k_f 가 주어진 가설 범위의 최대치인지를 파악한다. 따라서, $k_f \leq k_f^o + K_f - 1$ 인 경우에는

블록882로 진행하여 k_f 를 1만큼 증가시키고 오실레이터(804)에서 증가된 k_f 값에 해당하는 Carrier신호가 발생되도록 한다. 만일, $k_f = k_f^o + K_f$ 인

경우에는 모든 가설 영역에서의 탐색을 완료한 것이므로 탐색을 종료한다.

- [121] 도 9에는 본 발명에서 제시하는 1차신호탐색부와 2차신호탐색부의 간략한 운용방안을 나타낸다. 먼저 블록901에서는 도 7에 도시한 1차신호탐색부를 수행하여 대략적인 도플러 주파수와 코드위상지연 정보($k_{f,i}$ 과 k_t)를 얻는다. 이후, 블록902에서는 입력된 대략적인 정보로부터 상세 탐색을 수행할 가설영역(

$$k_f^o \leq k_f \leq k_f^o + K_f \quad \text{및} \quad k_t^o \leq k_t \leq k_t^o + K_t - 1) \text{을}$$

찾아내어 블록903으로 전달하고 블록903에서는 도 8에서 도시하는 2차신호탐색부를 수행하여 정확한 도플러 주파수와 코드위상지연 정보(k_f 과 k_t)를 최종 출력한다.

- [122] 압축가설기법은 신호 획득뿐만 아니라 신호 추적에서도 사용될 수 있다. 도 10은 압축 상관기를 이용한 코드신호추적장치의 일례를 보여주고 있다. 본 코드위상 추적기는 도 7의 블록 773 및 775 를 코드위상 추적기에 적용한 결과이다

- [123] 전시각 압축코드 생성부(Early Compressed Code generation block) (1001)의

출력이 수신신호와 곱해지고 적산된 후(1005) 코드 루프 판별기(Code Loop Discriminator) (1004)에서 판별된 값이 선시각 코드 생성기(1011) 입력으로 들어가 선시각 코드신호(현재 수신되는 코드 추정 값보다 특정 위상만큼 앞선 코드신호)를 생성한다. 후시각 압축코드 생성부(Late Compressed Code generation block) (1002)의 출력 또한 수신신호와 곱해지고 적산된 후(1006) 코드 루프 판별기(1004)에서 판별된 값이 후시각 코드 생성기(1012) 입력으로 들어가 후시각 코드신호(현재 수신되는 코드 추정 값보다 특정 위상만큼 지연된 코드신호)를 생성한다. 현시각 코드 생성부 (Prompt code generation block) (1003)에서는 수신되고 있는 신호의 현재 코드위상 추정 값이 생성되며 이 또한 수신 신호와 곱해지고 적산된 후(1007) 추적기의 결과 값으로 출력된다.

- [124] 1001블록에서 n 은 2 이상의 홀수이고 α_i ($1 \leq i \leq n$)는 0이 아닌 실수 또는 허수이며 지연 소자 D_i ($1 \leq i \leq n$)는 1 chip이 될 수 있다. 1002블록에서도 n 은 2 이상의 홀수이고 α_i ($1 \leq i \leq n$)는 0이 아닌 실수 또는 허수이며 지연 소자 D_i ($1 \leq i \leq n$)는 1 chip이 될 수 있다.

- [125] 선시각 압축코드 생성부 (1001)는 일례로 선시각 코드 생성기 (Early code sequence generator) (1011)로부터 지연되어 나온 각각의 신호들이 각각의 특정 계수(1021)와 곱해지고 합산되어(1031) 선형결합 된다. PP가 1003 블록의 출력이고, PE가 1001 블록의 출력(1031의 출력)이며 $D=D_i=1\text{chip}$ 일 때 수식은 아래와 같다.

- [126] 수학적식 7

$$P_E = \alpha_1 P_p \left(t + \left(n - \left(\frac{n+1}{4} \right) \right) D \right) + \alpha_2 P_p \left(t + \left(n - 1 - \left(\frac{n+1}{4} \right) \right) D \right) + \dots \\ + \alpha_n P_p \left(t + \left(1 - \left(\frac{n+1}{4} \right) \right) D \right)$$

- [127] 후시각 압축코드 생성부 (1002) 또한 일례로 후시각 코드 생성기 (Late code sequence generator) (1012)로부터 지연되어 나온 각각의 신호들이 각각의 특정 계수(1022)와 곱해지고 합산되어(1032) 선형결합 된다. PP가 1003 블록의 출력이고, PL가 1002 블록의 출력(1032의 출력)이며 $D=D_i=1\text{chip}$ 일 때 수식은 아래와 같다.

- [128] 수학적식 8

$$P_L = \alpha_1 P_p \left(t - \left(1 - \left(\frac{n+1}{4} \right) \right) D \right) + \alpha_2 P_p \left(t - \left(2 - \left(\frac{n+1}{4} \right) \right) D \right) + \dots \\ + \alpha_n P_p \left(t - \left(n - \left(\frac{n+1}{4} \right) \right) D \right)$$

- [129] 수학적식 (7)과 (8)로부터 선시각 코드 생성기(1011) 출력이 P_e 이고 현시각 코드

생성부(1003) 출력이 PP일 때, 관계식은 아래와 같다.

[130] 수학식 9

$$P_e = P_p(t + \left(n + 1 - \left(\frac{n+1}{4}\right)\right)D)$$

[131] 또한 후시각 코드 생성기(1012) 출력이 PI이고 현시각 코드 생성부(1003) 출력이 PP일 때, 관계식은 아래와 같다.

[132] 수학식 10

$$P_l = P_p(t + \left(\frac{n+1}{4}\right)D)$$

[133] 본 발명에서 제안하는 선형결합의 바람직한 일례로 1001 블록에서 n은 3이며

$$\alpha_1 = 1$$

,

$$\alpha_2 = 2$$

,

$$\alpha_3 = 1$$

이고, D_i ($1 \leq i \leq n$)는 1 chip이 된다. 또한 1002 블록에서 n은 3이며

$$\alpha_1 = 1$$

,

$$\alpha_2 = 2$$

,

$$\alpha_3 = 1$$

이고, D_i ($1 \leq i \leq n$)는 1 chip 이 된다.

[134] 도 11에서 보이는 것과 같이 압축상관기를 이용한 코드추적장치를 적용하였을 때, 추적 가능한 선형 구간이 기존의 E-L 상관기에 비해 넓어져 고기동 상황에서의 추적이 용이하다.

[135] 이와 같이, 본 발명의 실시 예에 따르면, 기존 GNSS 및 대역확산 통신 시스템의 수신기 기술 보다 몇 배 이상 빠른 신호 탐색과 획득이 가능하여 신호 탐색과 신호 획득을 위한 수신기의 하드웨어가 크게 적게 소모되므로 최소의 시간과 하드웨어가 소요되는 비용이 최소가 되는 최적의 수신기를 구현할 수 있다.

[136] 본 발명의 실시예에 따른 방법들은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은

본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 또한, 상술한 파일 시스템은 컴퓨터 판독이 가능한 기록 매체에 기록될 수 있다.

- [137] 이상과 같이 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다.
- [138] 그러므로, 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니 되며, 후술하는 특허청구범위뿐 아니라 이 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

산업상 이용가능성

- [139] 본 발명은 GNSS(Global Navigation Satellite System) 및 대역확산(Spread Spectrum) 신호 수신기에 적용된다.

청구범위

- [청구항 1] GNSS(Global Navigation Satellite System) 측위 신호 또는 대역확산 신호(Spread Spectrum) 중 적어도 하나의 수신 신호를 탐색하는 신호 탐색부를 포함하고,
상기 신호 탐색부는,
[L×L]의 행렬 크기를 가지는 상관 행렬과 [M×L]의 행렬 크기를 가지는 측정 행렬을 이용하여 [M×L]의 행렬 크기를 갖는 압축 감지 행렬을 생성하는 신호 생성기;
M개의 상관기(correlator)가 병렬로 구성되어 상기 수신 신호와 상기 압축 감지 행렬 간의 상관을 수행하는 병렬 상관기; 및
상기 병렬 상관기의 압축 상관결과를 이용하여 상기 수신 신호의 코드 위상(code phase)과 도플러 주파수 인덱스를 획득하는 디코딩 모듈을 포함하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치.
- [청구항 2] 제1항에 있어서,
상기 신호 생성기는,
상기 상관 행렬과 상기 측정 행렬의 행렬 곱에 의해 상기 압축 감지 행렬을 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치.
- [청구항 3] 제1항에 있어서,
상기 상관 행렬의 각 행은,
상기 수신 신호에 해당되는 코드 신호와 동일하며 임의의 시간 단위의 코드 지연을 갖는 확산 코드로 이루어지는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치.
- [청구항 4] 제1항에 있어서,
상기 병렬 상관기는,
상기 압축 감지 행렬을 이루는 상기 M개의 행과 상기 수신 신호 간의 상관을 수행하여 [M×1]의 행렬 크기를 갖는 상기 압축 상관결과를 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치.
- [청구항 5] 제7항에 있어서,
상기 압축 상관결과에의 각 행은,
상기 측정 행렬을 이루는 상기 L개의 각 열과 상기 수신 신호를 계수로 하는 선형 합인 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치.
- [청구항 6] 제7항에 있어서,
상기 디코딩 모듈은,
모든 도플러 주파수 인덱스에 대하여 상기 M개의 상기 압축

상관결과에 기반한 코드 위상에 의해 찾아진 신호와 이외의 신호 성분의 비율인 SNR을 계산한 후, 상기 SNR이 가장 큰 도플러 주파수 인덱스를 획득하고 및 상기 획득한 도플러 인덱스에 해당되는 코드 위상을 획득하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치.

- [청구항 7] GNSS 측위 신호 또는 대역확산신호 중 적어도 하나의 수신 신호를 탐색하는 신호 탐색부를 포함하고,
상기 신호 탐색부는 다단으로 이루어진 신호 탐색부로 단이 증가할수록 압축 가설의 압축도를 감소시켜 탐색하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 8] 제 7항에 있어서,
신호 탐색부의 다단 중 적어도 한 개의 단에서 다수 개의 개별 주파수 가설과 다수 개의 개별 코드위상지연 가설을 포함하는 압축가설에 대하여 탐색하여 이전 단보다 축소된 초기 주파수 범위 및 초기 코드위상지연 범위를 획득하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 9] 제 7항에 있어서
압축 가설은 선택된 다수 개의 개별 주파수 가설과 다수 개의 개별 코드위상지연 가설을 선형결합하여 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 10] 제 7항에 있어서
압축 가설은 연속된 다수 개의 개별 주파수 가설과 다수 개의 개별 코드위상지연 가설을 선형결합하여 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 11] GNSS 측위 신호 또는 대역확산신호 중 적어도 하나의 수신 신호를 탐색하는 신호 탐색부를 포함하고,
상기 신호 탐색부는 압축 가설을 사용하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 12] 제 11항에 있어서,
압축된 가설로 대략적인 신호획득을 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 13] 제 11항에 있어서
압축 가설은 선택된 다수 개의 개별 주파수 가설과 다수 개의 개별 코드위상지연 가설을 선형결합하여 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 14] 제 11항에 있어서,
압축 가설은 연속된 다수 개의 개별 주파수 가설과 다수 개의 개별 코드위상지연 가설을 선형결합하여 생성하는 것을 특징으로 하는

- GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치
- [청구항 15] GNSS 측위 신호 또는 대역확산신호 중 적어도 하나의 수신 신호를 추적하는 신호 추적부를 포함하고, 상기 신호 추적부는 선시각 압축코드 상관기 및 후시각 압축코드 상관기를 사용하는 GNSS 및 대역확산 신호 추적 장치
- [청구항 16] 제 15항에 있어서, 압축코드는 연속된 다수 개의 개별 코드위상신호를 선형결합하여 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 추적 장치
- [청구항 17] GNSS 측위 신호 또는 대역확산 신호 중 적어도 하나의 수신 신호를 찾아 상기 수신 신호의 코드 위상과 도플러 주파수 인덱스를 획득하는 방법에 있어서, $[L \times L]$ 의 행렬 크기를 가지는 상관 행렬과 $[M \times L]$ 의 행렬 크기를 가지는 측정 행렬을 이용하여 $[M \times L]$ 의 행렬 크기를 갖는 압축 감지 행렬을 생성하는 단계; 병렬로 구성된 M 개의 상관기를 통해 상기 수신 신호와 상기 압축 감지 행렬 간의 상관을 수행하는 단계; 및 상기 상관 결과로부터 상기 수신 신호의 코드 위상과 도플러 주파수 인덱스를 획득하는 단계를 포함하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 방법.
- [청구항 18] 제17항에 있어서, 상기 압축 감지 행렬을 생성하는 단계는, 상기 상관 행렬과 상기 측정 행렬의 행렬 곱에 의해 상기 압축 감지 행렬을 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 방법.
- [청구항 19] 제17항에 있어서, 상기 상관 행렬의 각 행은 상기 수신 신호에 해당되는 코드 신호와 동일하며 임의의 시간 단위의 코드 지연을 갖는 확산 코드로 이루어지는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 방법.
- [청구항 20] 제17항에 있어서, 상기 수신 신호와 상기 압축 감지 행렬 간의 상관을 수행하는 단계는, 상기 압축 감지 행렬을 이루는 상기 M 개의 행과 상기 수신 신호 간의 상관을 수행하여 $[M \times 1]$ 의 행렬 크기를 갖는 상기 상관 결과를 생성하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 방법.
- [청구항 21] 제20항에 있어서, 상기 상관 결과의 각 행은,

상기 측정 행렬을 이루는 상기 L 개의 각 열과 상기 수신 신호를 계수로 하는 선형 합인 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 방법.

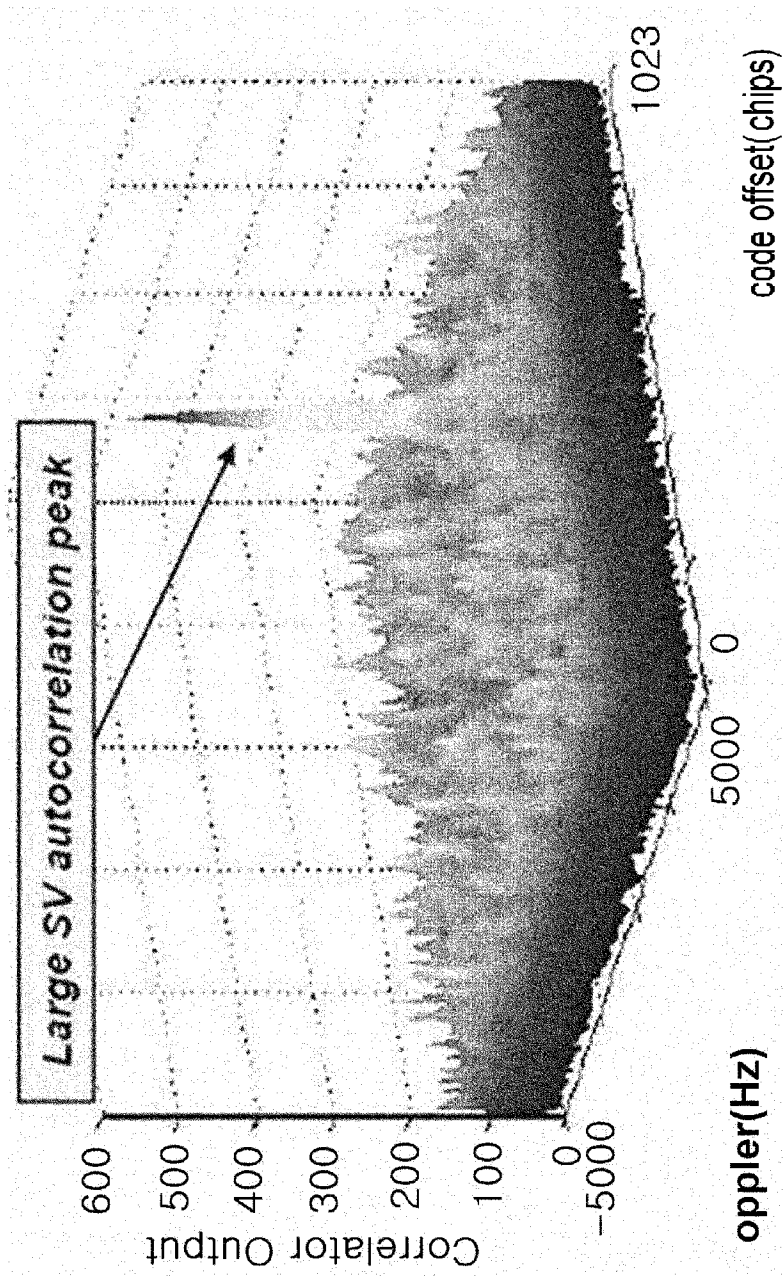
[청구항 22]

제20항에 있어서,

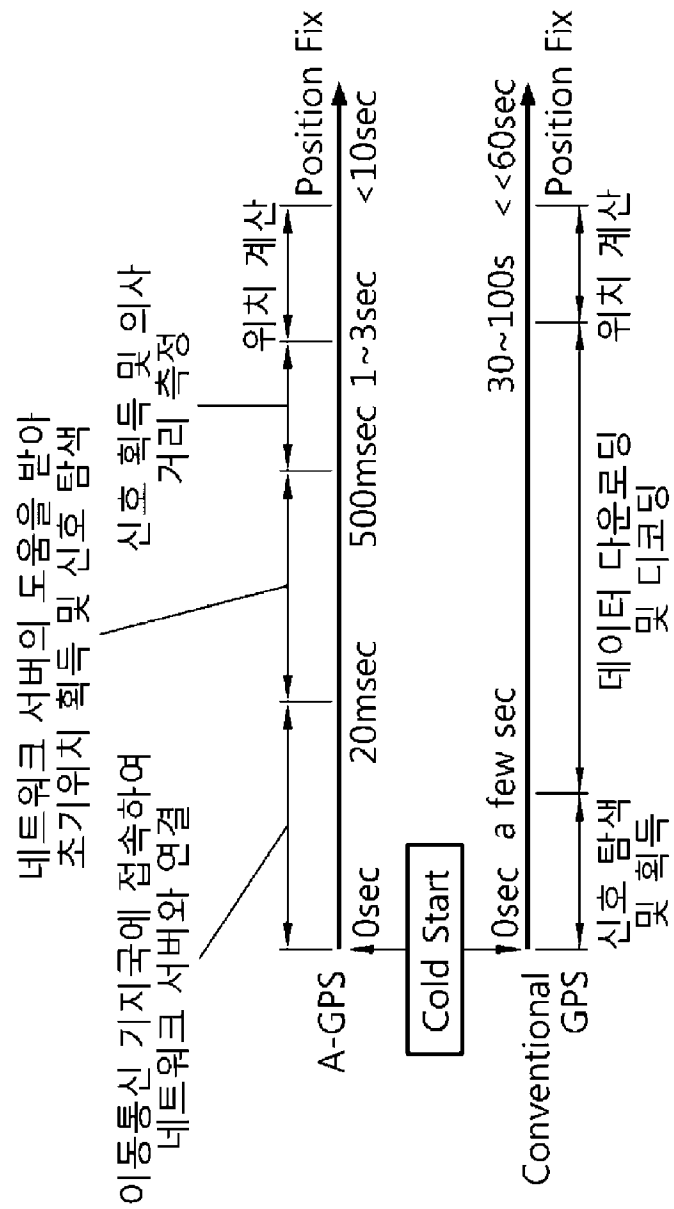
상기 수신 신호의 코드 위상과 도플러 주파수 인덱스를 획득하는 단계는,

모든 도플러 주파수 인덱스에 대하여 상기 M 개의 상기 상관 결과에 기반한 코드 위상에 의해 찾아진 신호와 이외의 신호 성분의 비율인 SNR을 계산한 후, 상기 SNR이 가장 큰 도플러 주파수 인덱스를 획득하고 및 상기 획득한 도플러 인덱스에 해당되는 코드 위상을 획득하는 것을 특징으로 하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 방법.

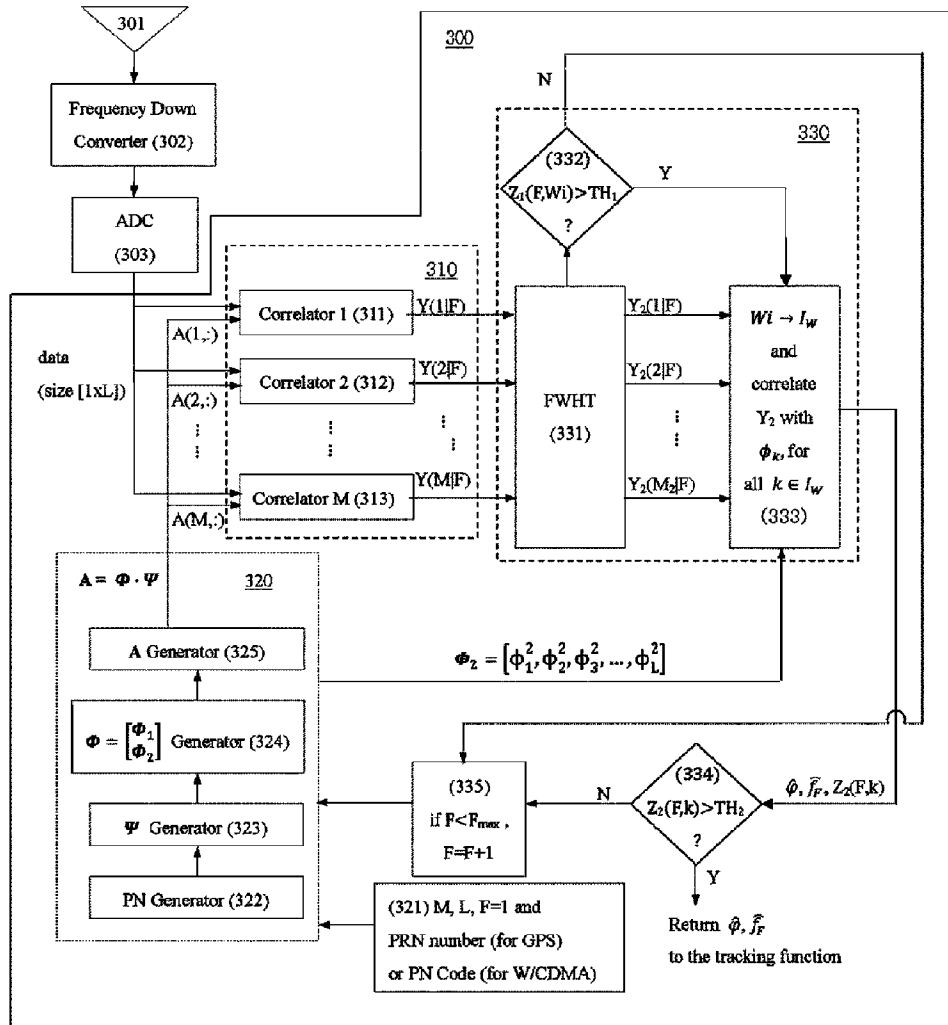
[Fig. 1]



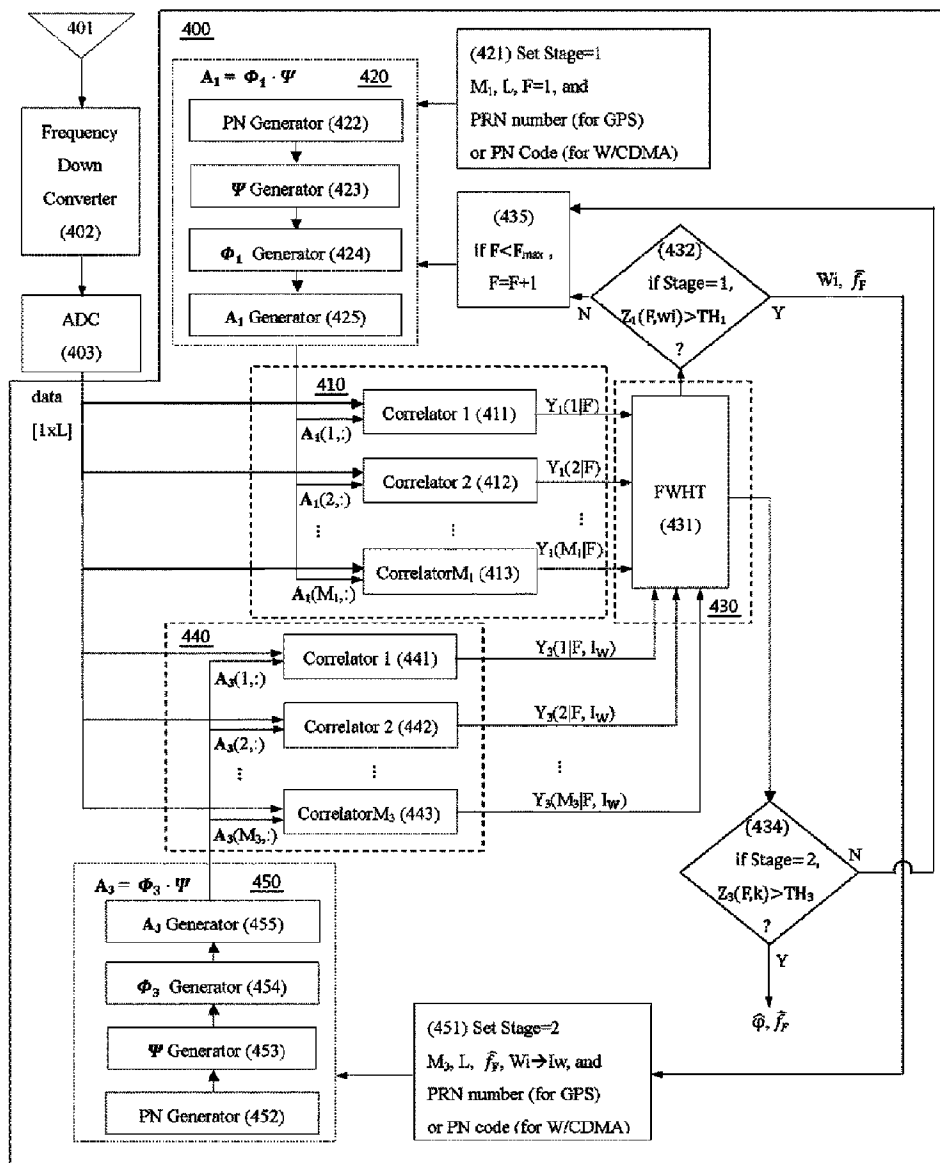
[Fig. 2]



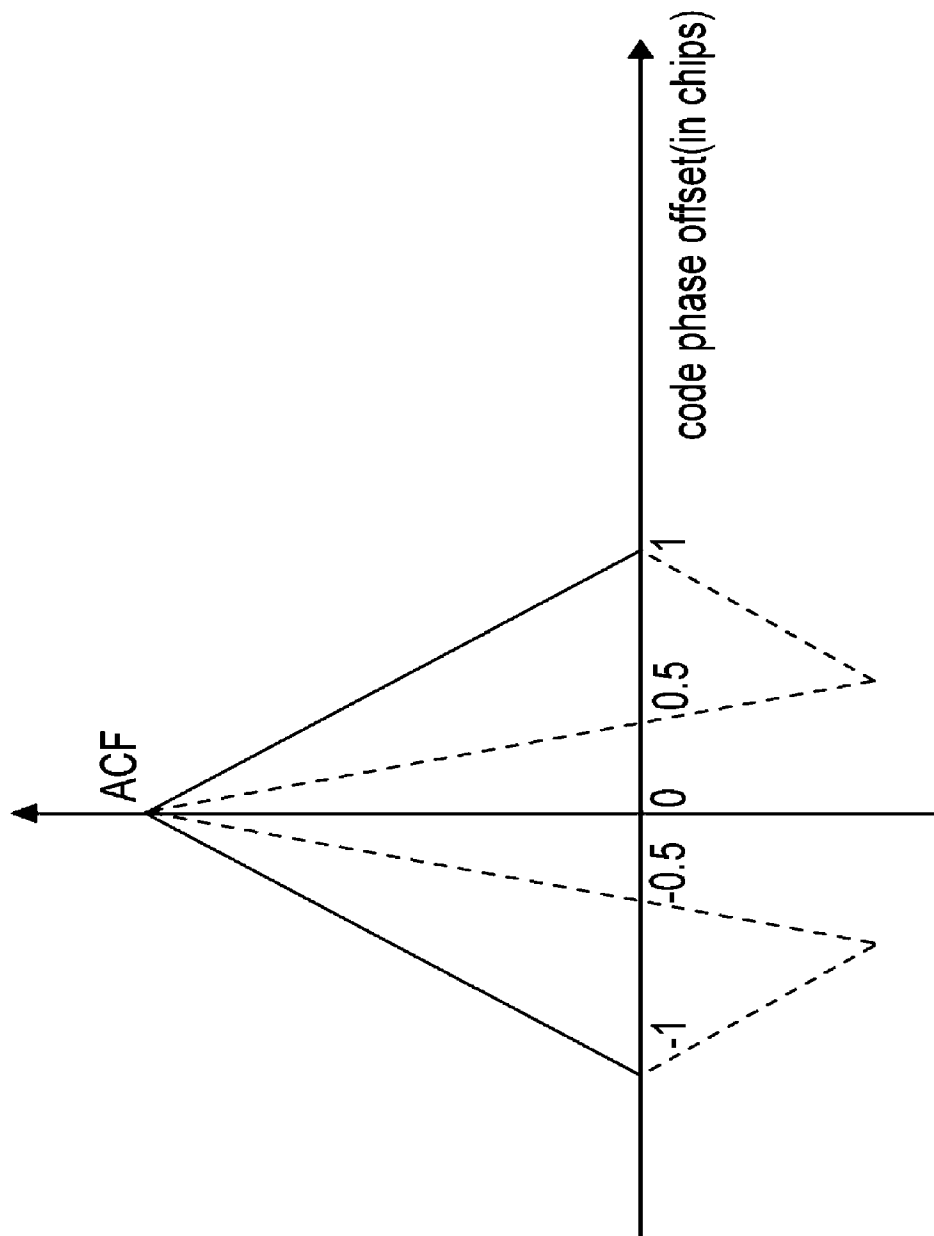
[Fig. 3]



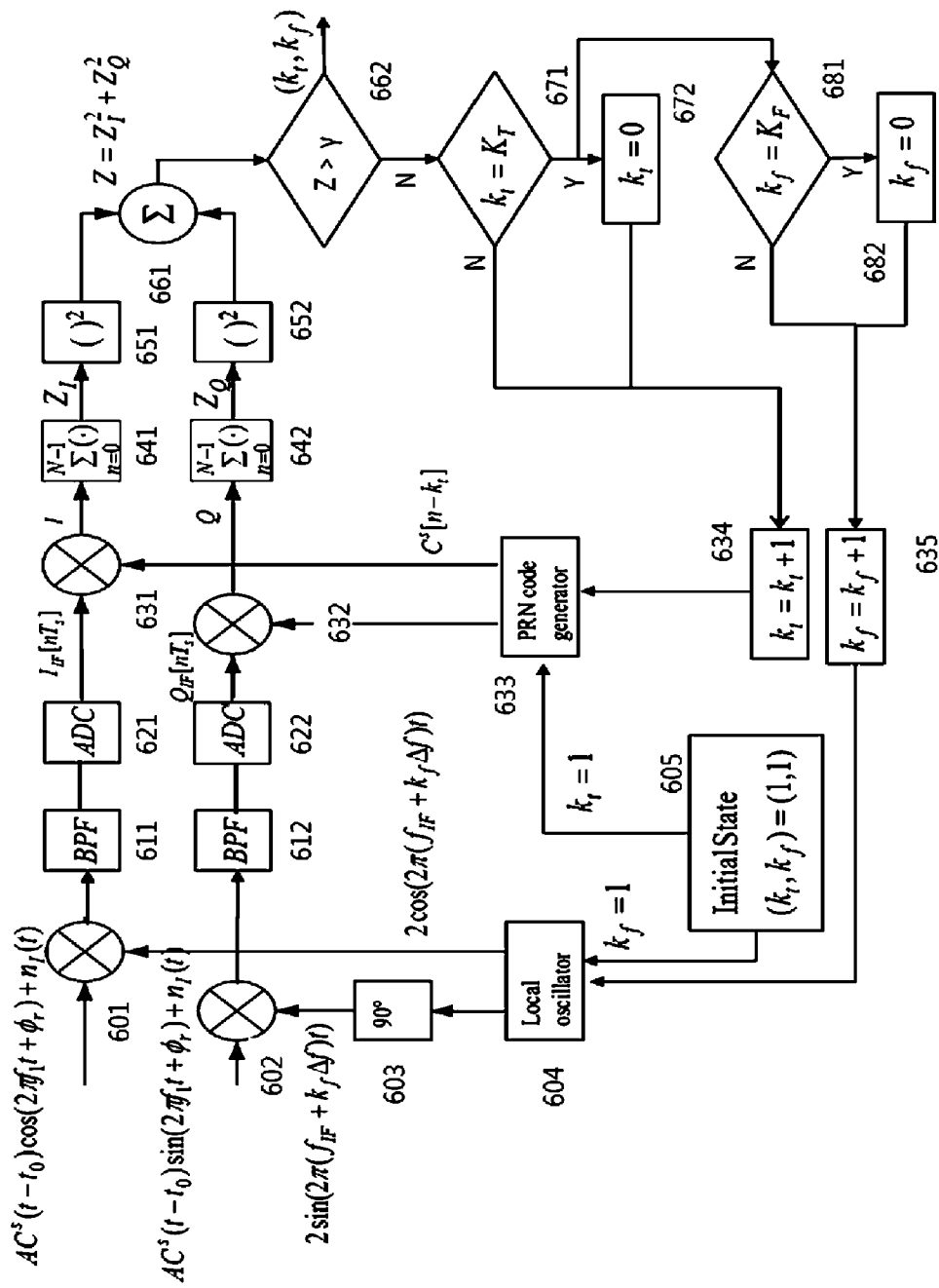
[Fig. 4]



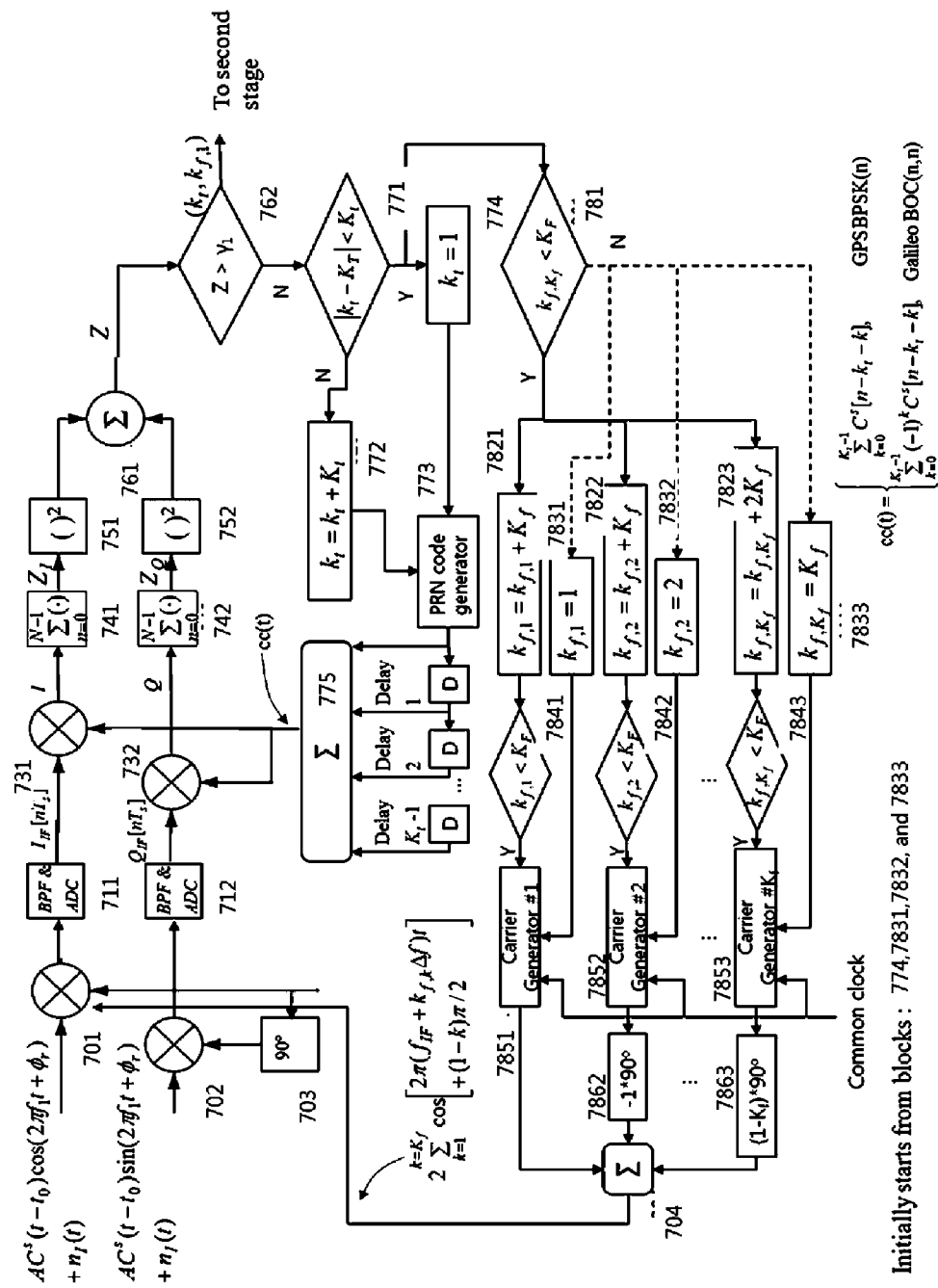
[Fig. 5]



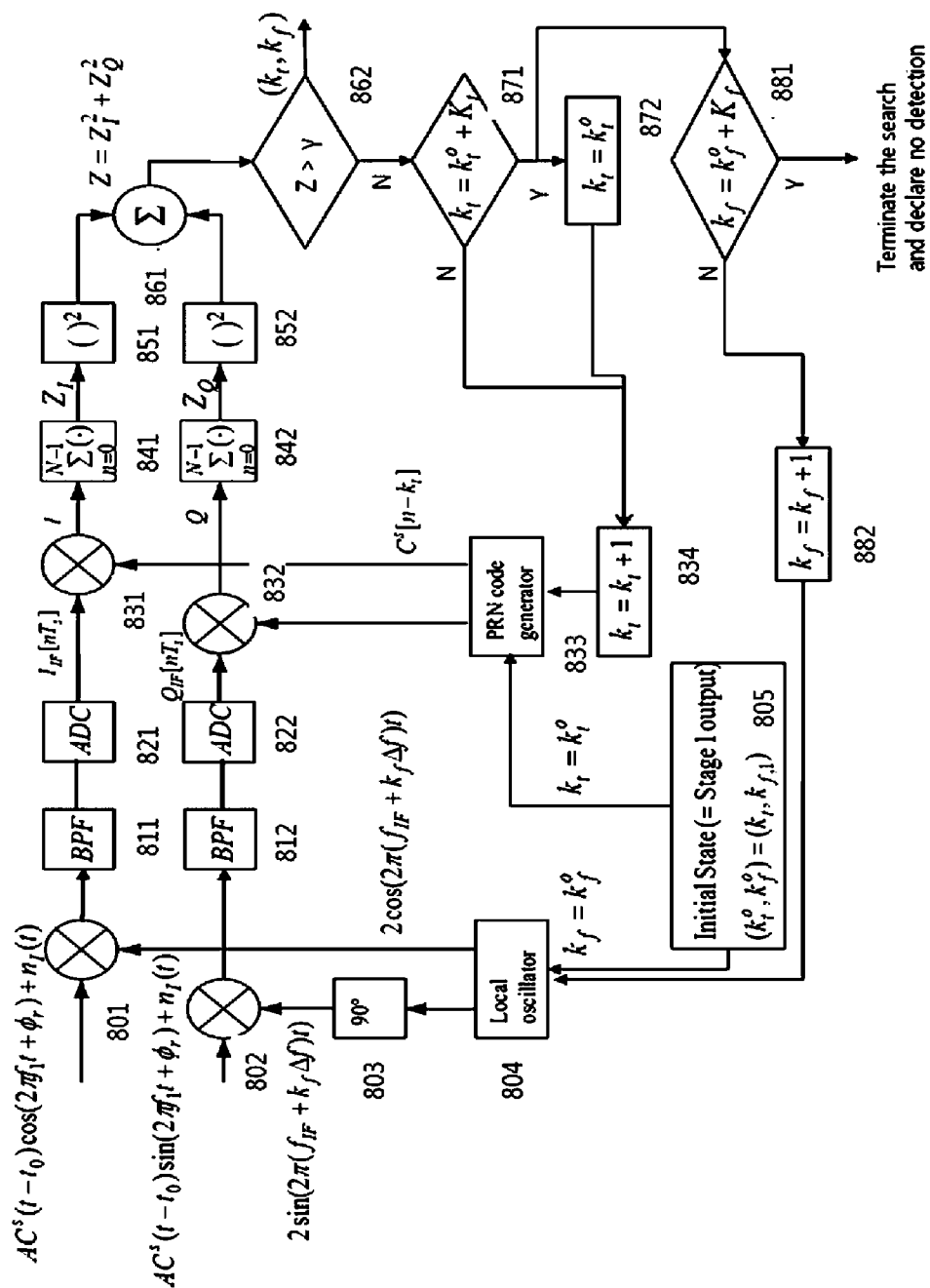
[Fig. 6]



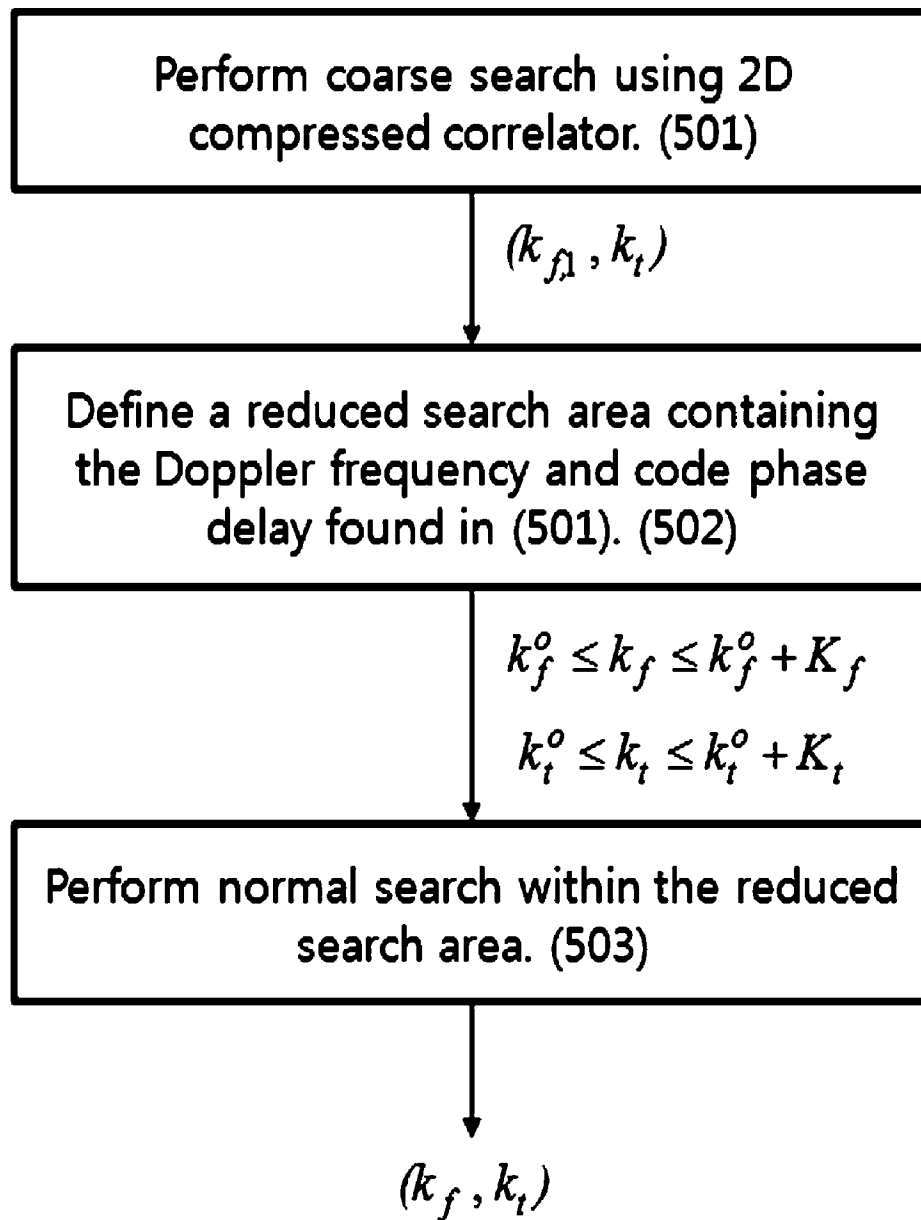
[Fig. 7]



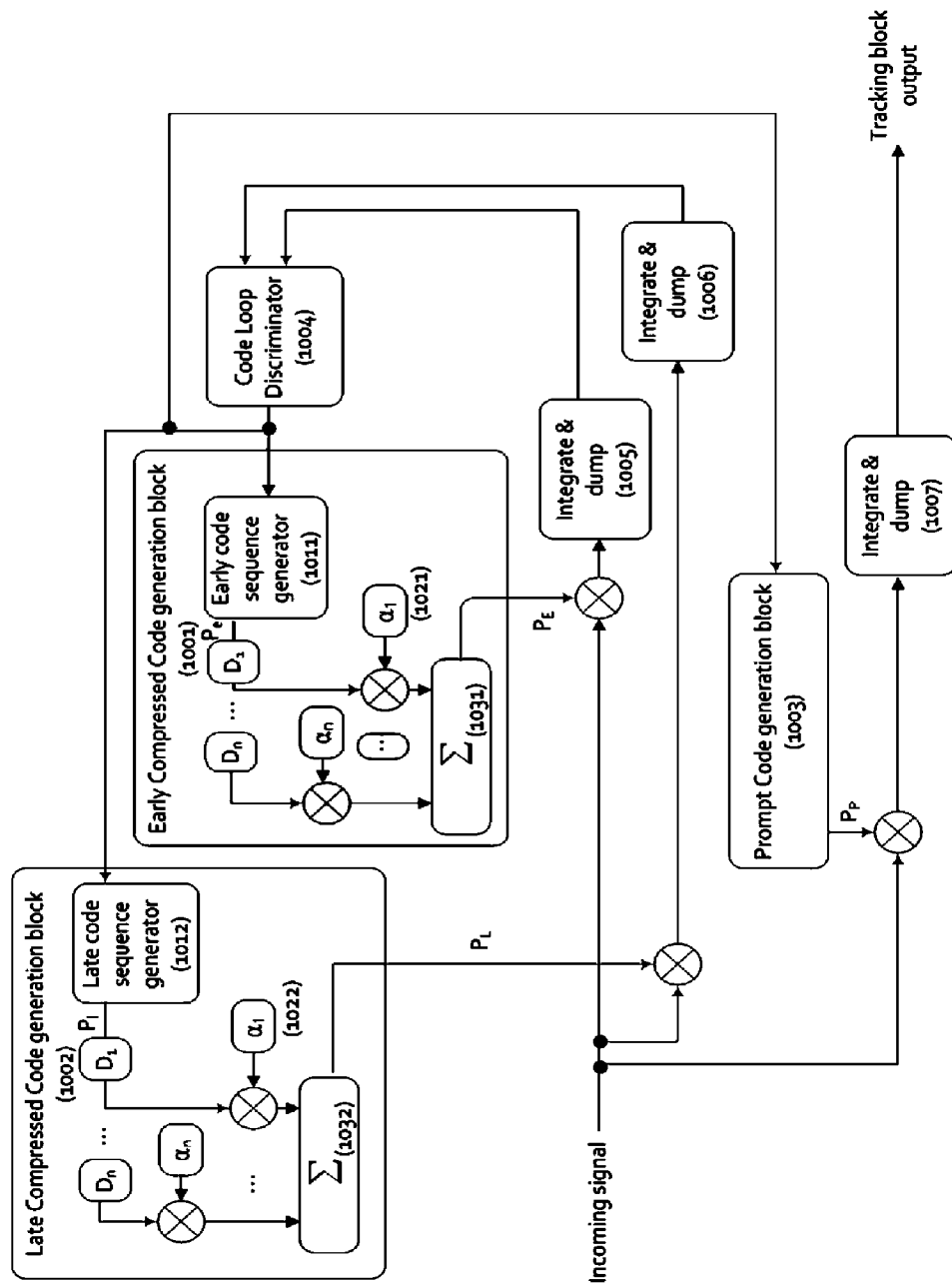
[Fig. 8]



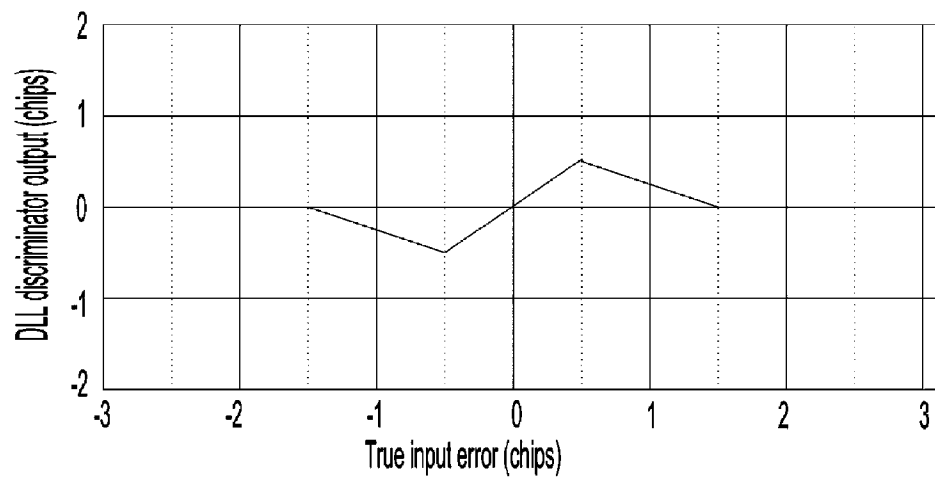
[Fig. 9]



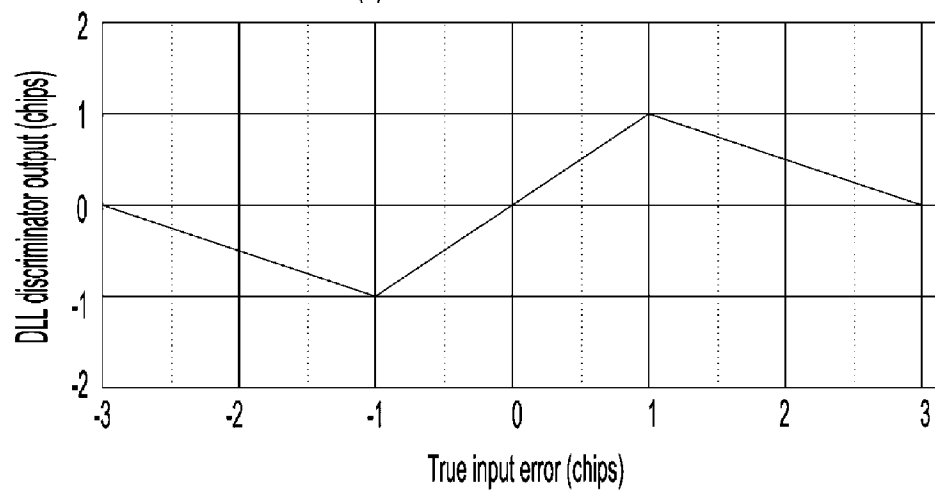
[Fig. 10]



[Fig. 11]



(a) 기존 E-L Correlator



(b) 압축상관기를 이용한 실시예에 따른 E-L Correlator

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G01S 19/39(2010.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G01S 19/39; G01S 5/14; G01S 19/36; H04B 1/7075

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above
Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: GNSS, correlation, reference code, code phase, spread spectrum, hypothesis

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	KR 10-2009-0030417 A (KONKUK UNIVERSITY INDUSTRIAL COOPERATION CORP.) 25 March 2009	7-10
A	See abstract, paragraphs [0025]-[0078] and claims 1-9.	1-6,11-22
X	KR 10-2007-0086870 A (QUALCOMM INCORPORATED) 27 August 2007	11-14
A	See abstract, page 3, line 18 - page 14, line 1 and claims 1-33.	1-10,15-22
X	KR 10-2009-0096190 A (CORE LOGIC INC.) 10 September 2009	15-16
A	See abstract, paragraphs [0017]-[0056] and claims 1-13.	1-14,17-22
A	KR 10-2010-0080289 A (ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INSTITUTE) 08 July 2010 See abstract and claims 1-13.	1-22

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search

27 MARCH 2013 (27.03.2013)

Date of mailing of the international search report

29 MARCH 2013 (29.03.2013)

Name and mailing address of the ISA/KR



Korean Intellectual Property Office
Government Complex-Daejeon, 189 Seonsa-ro, Daejeon 302-701,
Republic of Korea

Facsimile No. 82-42-472-7140

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2012/010973

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

Group I: Claims 1-6 and 17-22 pertain to a GNSS, a band-spread signal acquisition device, and an acquisition method, wherein the band-spread signal acquisition device comprises: a signal generator for generating a compression sensing matrix; a parallel correlator for correlating a receiving signal with the compression sensing matrix; and a decoding module for acquiring a doppler frequency index and a code phase of the receiving signal.

Group II: Claims 7-10 pertain to a GNSS and a band-spread signal acquisition device, wherein the band-spread signal acquisition device comprises a signal searching unit formed in multiple stages.

Group III: Claims 11-14 pertain to a GNSS and a band-spread signal acquisition device, wherein the band-spread signal acquisition device comprises a signal searching unit for searching for a signal by using a compressive hypothesis.

Group IV: Claims 15 and 16 pertain to a GNSS and a band-spread signal acquisition device, wherein the band-spread signal acquisition device utilizes a pre-visual compression code correlator and a post-visual compression code correlator.

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☒ As all searchable claims could be searched without effort justifying additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- ☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2012/010973

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-2009-0030417 A	25.03.2009	NONE	
KR 10-2007-0086870 A	27.08.2007	AU 2005-311807 A1	08.06.2006
		CN 101103279 A0	09.01.2008
		EP 1817605 A2	15.08.2007
		EP 1817605 B1	18.01.2012
		EP 2447736 A2	02.05.2012
		EP 2447736 A3	30.01.2013
		JP 2008-522558 A	26.06.2008
		JP 2011-050060 A	10.03.2011
		JP 2012-042474 A	01.03.2012
		KR 10-1022995 B1	22.03.2011
		US 2006-0222058 A1	05.10.2006
		US 2010-0316095 A1	16.12.2010
		US 7764726 B2	27.07.2010
		US 8213487 B2	03.07.2012
		WO 2006-060605 A2	08.06.2006
		WO 2006-060605 A3	08.06.2006
KR 10-2009-0096190 A	10.09.2009	US 2009-0225909 A1	10.09.2009
		US 8311164 B2	13.11.2012
KR 10-2010-0080289 A	08.07.2010	US 2010-0166047 A1	01.07.2010

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

G01S 19/39(2010.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

G01S 19/39; G01S 5/14; G01S 19/36; H04B 1/7075

조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌

한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우))

eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: GNSS, correlation, reference code, code phase, spread spectrum, hypothesis

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
X A	KR 10-2009-0030417 A (건국대학교 산학협력단 KONKUK UNIVERSITY INDUSTRIAL COOPERATION CORP.) 2009.03.25 요약, 식별번호 [0025]-[0078] 및 청구항 1-9 참조.	7-10 1-6, 11-22
X A	KR 10-2007-0086870 A (퀄컴 인코포레이티드 QUALCOMM Incorporated) 2007.08.27 요약, 페이지 3, 라인 18 - 페이지 14, 라인 1 및 청구항 1-33 참조.	11-14 1-10, 15-22
X A	KR 10-2009-0096190 A (주식회사 코아로직 CORE LOGIC INC.) 2009.09.10 요약, 식별번호 [0017]-[0056] 및 청구항 1-13 참조.	15-16 1-14, 17-22
A	KR 10-2010-0080289 A (한국전자통신연구원) 2010.07.08 요약 및 청구항 1-13 참조.	1-22

☐ 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다.

☒ 대응특허에 관한 별지를 참조하십시오.

* 인용된 문헌의 특별 카테고리:

“A” 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌

“T” 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌

“E” 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌

“X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다.

“L” 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌

“Y” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다.

“O” 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌

“&” 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌

“P” 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

국제조사의 실제 완료일

2013년 03월 27일 (27.03.2013)

국제조사보고서 발송일

2013년 03월 29일 (29.03.2013)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소

 대한민국 특허청
(302-701) 대전광역시 서구 청사로 189,
4동 (둔산동, 정부대전청사)
팩스 번호 82-42-472-7140

심사관

이선희

전화번호 82-42-481-8531



제2기재란 일부 청구항을 조사할 수 없는 경우의 의견(첫 번째 용지의 2의 계속)

PCT 제17조(2)(a)의 규정에 따라 다음과 같은 이유로 일부 청구항에 대하여 본 국제조사보고서가 작성되지 아니하였습니다.

1. ☐ 청구항:
이 청구항은 본 기관이 조사할 필요가 없는 대상에 관련됩니다. 즉,
2. ☐ 청구항:
이 청구항은 유효한 국제조사를 수행할 수 없을 정도로 소정의 요건을 충족하지 아니하는 국제출원의 부분과 관련됩니다. 구체적으로는,
3. ☐ 청구항:
이 청구항은 종속청구항이나 PCT규칙 6.4(a)의 두 번째 및 세 번째 문장의 규정에 따라 작성되어 있지 않습니다.

제3기재란 발명의 단일성이 결여된 경우의 의견(첫 번째 용지의 3의 계속)

본 국제조사기관은 본 국제출원에 다음과 같이 다수의 발명이 있다고 봅니다.

그룹 I, 청구항 제1항 내지 제6항 및 청구항 제17항 내지 제22항은 압축 감지 행렬을 생성하는 신호 생성기, 수신신호와 압축 감지 행렬 간의 상관을 수행하는 병렬 상관기 및 순신 신호의 코드 위상과 도플러 주파수 인덱스를 획득하는 디코딩 모듈을 포함하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치 및 획득 방법에 관한 것이고,
그룹 II, 청구항 제7항 내지 제10항은 다단으로 이루어진 신호 탐색부를 포함하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치에 관한 것이고,
그룹 III, 청구항 제11항 내지 제14항은 압축가설을 사용하여 신호를 탐색하는 신호탐색부를 포함하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치에 관한 것이고,
그룹 IV, 청구항 제15항 내지 제16항은 전시각 압축코드 상관기 및 후시각 압축코드 상관기를 사용하는 GNSS 및 대역확산 신호 획득 장치에 관한 것이다.

1. ☐ 출원인이 모든 추가수수료를 기간 내에 납부하였으므로, 본 국제조사보고서는 모든 조사 가능한 청구항을 대상으로 합니다.
2. ☒ 추가수수료 납부를 요구하지 않고도 모든 조사 가능한 청구항을 조사할 수 있었으므로, 본 기관은 추가수수료 납부를 요구하지 아니하였습니다.
3. ☐ 출원인이 추가수수료의 일부만을 기간 내에 납부하였으므로, 본 국제조사보고서는 수수료가 납부된 청구항만을 대상으로 합니다. 구체적인 청구항은 아래와 같습니다.
4. ☐ 출원인이 기간 내에 추가수수료를 납부하지 아니하였습니다. 따라서 본 국제조사보고서는 청구범위에 처음 기재된 발명에 한정되어 있으며, 해당 청구항은 아래와 같습니다.

이의신청에
관한 기재

- ☐ 출원인의 이의신청 및 이의신청료 납부(해당하는 경우)와 함께 추가수수료가 납부되었습니다.
- ☐ 출원인의 이의신청과 함께 추가수수료가 납부되었으나 이의신청료가 보정요구서에 명시된 기간 내에 납부되지 아니하였습니다.
- ☐ 이의신청 없이 추가수수료가 납부되었습니다.

국제조사보고서에서
인용된 특허문헌

공개일

대응특허문헌

공개일

KR 10-2009-0030417 A

2009.03.25

없음

KR 10-2007-0086870 A

2007.08.27

AU 2005-311807 A1

2006.06.08

CN 101103279 A0

2008.01.09

EP 1817605 A2

2007.08.15

EP 1817605 B1

2012.01.18

EP 2447736 A2

2012.05.02

EP 2447736 A3

2013.01.30

JP 2008-522558 A

2008.06.26

JP 2011-050060 A

2011.03.10

JP 2012-042474 A

2012.03.01

KR 10-1022995 B1

2011.03.22

US 2006-0222058 A1

2006.10.05

US 2010-0316095 A1

2010.12.16

US 7764726 B2

2010.07.27

US 8213487 B2

2012.07.03

WO 2006-060605 A2

2006.06.08

WO 2006-060605 A3

2006.06.08

KR 10-2009-0096190 A

2009.09.10

US 2009-0225909 A1

2009.09.10

US 8311164 B2

2012.11.13

KR 10-2010-0080289 A

2010.07.08

US 2010-0166047 A1

2010.07.01