

논문 2008-45TC-4-2

GNSS 기반의 고감도 수신기 아키텍처 설계 및 성능 향상에 관한 연구

(A Study for Design and Performance Improvement of the High-Sensitivity Receiver Architecture based on Global Navigation Satellite System)

박 지 호*, 오 영 환**

(Chi Ho Park and Young Hwan Oh)

요 약

이 논문은 위성항법시스템의 문제점들을 해결하기 위하여 GNSS 기반의 RF 수신단과 고정밀 측위 아키텍처 그리고 고감도 측위 아키텍처를 제안하였다. GNSS 기반의 RF 수신단 모델은 기존 GPS와 향후 사용되어질 갈릴레오의 항법정보데이터를 동시에 수신할 수 있는 구조를 가져야 한다. 따라서 GPS의 L1대역인 1575.42MHz와 갈릴레오의 E1대역인 1575.42MHz, E5A대역인 1207.1MHz 그리고 E5B대역인 1176.45MHz를 동시에 수신할 수 있는 다중 밴드로 구성하였다. 고정밀 측위 아키텍처는 기존 상관기 구조가 가지고 있는 Early코드, Prompt코드, Late코드를 사용하는 1/2칩 이격 구조가 아닌 Early_early코드, Early_late코드, Prompt코드, Late_early코드, Late_late 코드 구조의 상관기를 제안하였다. 이렇듯 1/4칩 이격의 상관기 구조를 제안하여, 위성항법시스템으로부터 송신되는 신호의 부정확성으로 인해 생기는 C/A코드와의 동기 문제를 해결하였다. C/A 코드와의 동기 문제는 차량용 항법시스템의 동기 획득 지연 시간 문제가 발생되어, 수신기의 성능 저하를 가져온다. 다음으로 고감도 측위 아키텍처는 20개의 코릴레이터(correlator)를 사용하여 비대칭 구조로 설계하여 수신 증폭률을 최대화하고, 잡음을 최소화하여 수신율을 향상시키도록 하였다. 위성항법시스템은 동일한 C/A코드를 20번 반복하여 전송한다. 따라서 동일한 C/A코드를 모두 사용할 수 있는 구조를 제안하였고, 적응형 구조를 가지고 있어, 주변 환경에 따라 코릴레이터의 수를 제한할 수 있어, 불필요한 시스템의 동작 지연 시간을 줄일 수 있다. 이러한 구조의 사용으로 동기 획득 지연 시간을 줄일 수 있고, 동기 추적의 연속성을 보장할 수 있다. 이는 위성항법시스템의 수신기 성능을 향상시키는 결과를 가져온다.

Abstract

In this paper, we propose a GNSS-based RF receiver, A high precision localization architecture, and a high sensitivity localization architecture in order to solve the satellite navigation system's problem mentioned above. The GNSS-based RF receiver model should have the structure to simultaneously receive both the conventional GPS and navigation information data of future-usable Galileo. As a result, it is constructed as the multi-band which can receive at the same time L1 band (1575.42MHz) of GPS and E1 band (1575.42MHz), E5A band (1207.1MHz), and E4B band (1176.45MHz) of Galileo This high precision localization architecture proposes a delay lock loop with the structure of Early_early code, Early_late code, Prompt code, Late_early code, and Late_late code other than Early code, Prompt code, and Late code which a previous delay lock loop structure has. As we suggest the delay lock loop structure of 1/4chips spacing, we successfully deal with the synchronization problem with the C/A code derived from inaccuracy of the signal received from the satellite navigation system. The synchronization problem with the C/A code causes an acquisition delay time problem of the vehicle navigation system and leads to performance reduction of the receiver. In addition, as this high sensitivity localization architecture is designed as an asymmetry structure using 20 correlators, maximizes reception amplification factor, and minimizes noise, it improves a reception rate. Satellite navigation system repeatedly transmits the same C/A code 20 times. Consequently, we propose a structure which can use all of the same C/A code. Since this has an adaptive structure and can limit(offer) the number of the correlator according to the nearby environment, it can reduce unnecessary delay time of the system. With the use of this structure, we can lower the acquisition delay time and guarantee the continuity of tracking.

Keywords : Global Navigation Satellite System correlator, Delay Lock Loop

* 정희원, 대구경북과학기술연구원(DGIST)

** 정희원, 광운대학교 전자통신공학과

(Dept. of Electronics and Communications Engineering Kwangwoon University)

* 본 연구는 2007년 과학기술부/기관고유과제 연구지원사업의 일환으로 진행되었음.(과제번호 : 07CH-01)

접수일자: 2008년1월17일, 수정완료일: 2008년4월18일

I. 서론

현대에는 무선 신호를 이용하는 측위 기술이 개발되고 있다. 대표적인 무선향법시스템은 NAVSTAR GPS (NAVigation Satellite Timing And Ranging Global Positioning System)가 있다^[1~8]. 사용자 입장에서 GPS는 송신만을 하는 GPS 위성과 수신만을 하는 GPS 수신기로 구성되는 단방향 통신 시스템과 같은 구조를 갖는다^[14~16]. 이런 GPS는 냉전시대에 군사적 이용을 목적으로 설계되었지만, 냉전시대가 끝나고 현대에 이르러 GPS 서비스 일부를 민간이 이용할 수 있도록 2000년 5월 1일 새벽 4시를 기하여 SA(Selective Availability)를 해제하였다. 이로 인해 민간사용자는 위치정확도가 약 10배정도로 향상되었다. 이러한 SPS(Standard Positioning Service)의 위치정확도 향상으로 인하여 기존의 민간 GPS 사용자는 어떠한 추가적인 조작 없이 측위 정확도가 향상된 것이다^[9~13]. 현재의 차량용 항법시스템은 SA제거뿐만 아니라 추가적인 시스템의 발전으로 적합한 거리오차를 가지게 되어 전 세계적으로 널리 확대되고 있는 추세이다. 이렇듯 GPS의 사용이 유럽 내에서 점점 확대되자 유럽은 GPS 사용의 신뢰성을 증대하기 위하여 위성을 이용한 확장시스템을 개발하기 시작하였다^[21~28]. EGNOS(European Geostationary Navigation Overlay System)라고 불리는 이것은 위성기구(Inmarsat)와 같은 정지궤도 위성을 GPS 및 러시아의 GLONASS에 추가하여 사용함으로써 유럽지역 내에서 위성신호의 가용성 및 신뢰성을 향상시키고자 하는 것이다. 유럽의 이러한 계획은 더욱 발전하여, 2008년까지는 GPS와 같이 30여개의 독자적인 위성군(Galileosat)으로 이루어지는 위성항법시스템인 갈릴레오를 개발하고 있고, 현재 2008년 상용화를 목표로 하고 있다^[17~20]. 또한 유럽의 이러한 진행에 미국은 최근 GPS의 현대화 계획을 발표하였다^[29~32]. 궁극적으로는 가용한 모든 위성항법시스템을 통합하는 GNSS(Global Navigation Satellite System)의 구축이 위성항법 분야에서 최종적인 목표가 되고 있다. 앞으로의 항법시스템은 한가지의 시스템만을 이용하는 것이 아닌 가용한 모든 항법시스템을 이용하는 다중 항법시스템이 될 것이며 이것이 차세대 위성항법시스템인 GNSS의 기본 개념이 되고 있다^[33~34]. GNSS 항법시스템을 사용하면, 가시영역 내에 위성항법시스템의 수가 늘어나 위치측위에 적합한 위성을 선택(DOP : Dilution Of Precision)적으로 사용할 수 있어 정밀도가 증가하고,

다중 밴드를 사용할 수 있어 전리층 오차를 제거할 수 있어 거리오차를 수 m 이내로 줄일 수 있다. 따라서 위성항법시스템을 이용한 위치측위에서는 더 이상 거리오차는 문제시 되지 않는다. 앞으로의 문제점은 위성항법시스템이 가지고 있는 가장 큰 문제점인 실외에서 위치측위를 할 수 없는 음영지역 해결에 대한 관심이 커지고 있다. 본 논문에서는 실외에서 실시간적이고 안정적인 정확도가 높은 측위 정보 및 위치 기반 서비스 제공을 위한 GNSS 복합 측위 아키텍처 개발에 중점을 둔다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 제안한 시스템 모델들을 소개한다. 제 III장에서는 제안한 시스템 모델의 성능평가를 수행하고 결과에 따른 비교고찰을 기술한다. 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 본론

1. 문제점 및 연구 내용

제안하는 GNSS 수신기 모델은 앞에서 거론하였던 기존 위성항법시스템이 가지고 있는 전리층 오차 문제점과 동기 획득 지연 오차 문제점과 실외 음영지역의 증가에 따른 위성항법시스템의 수신율 문제점을 해결하기 위하여 실외에서 실시간적이고, 안정적인 정확도가 높은 측위정보 및 위치기반 서비스 제공을 위한 GNSS 복합측위 수신기 아키텍처를 제안하였다. 그림 2-1은 제안하는 GPS와 갈릴레오의 통합 수신기인 GNSS 위성항법시스템 수신기 블록도를 나타내고 있다. 이 수신기의 주된 제안 항목으로는 GPS와 갈릴레오의 RF 수신단과 고정밀 측위 아키텍처 및 고감도 측위 아키텍처 이다.

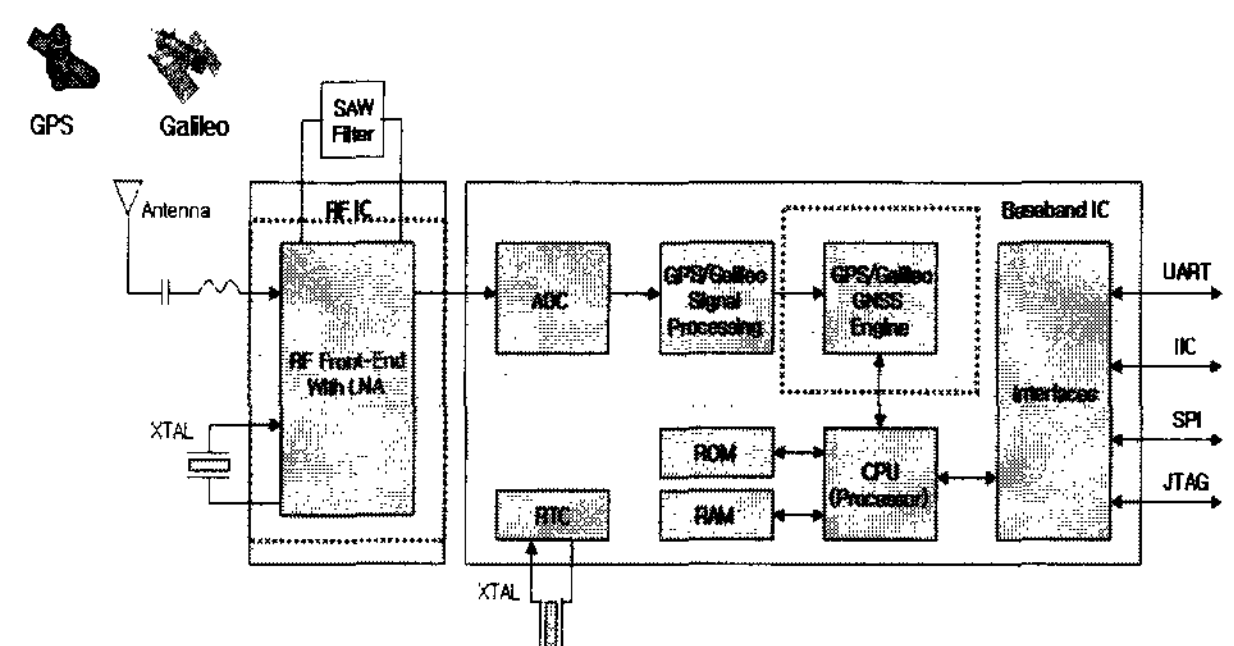


그림 2-1. GNSS 수신기 블록도
Fig. 2-1. Block diagram of GNSS receiver.

2. GNSS RF 수신단 모델

그림 2-2는 GNSS의 RF 수신단 구조를 나타낸다. RF부분은 기존 GPS의 L1 대역과 갈릴레오의 E1대역,

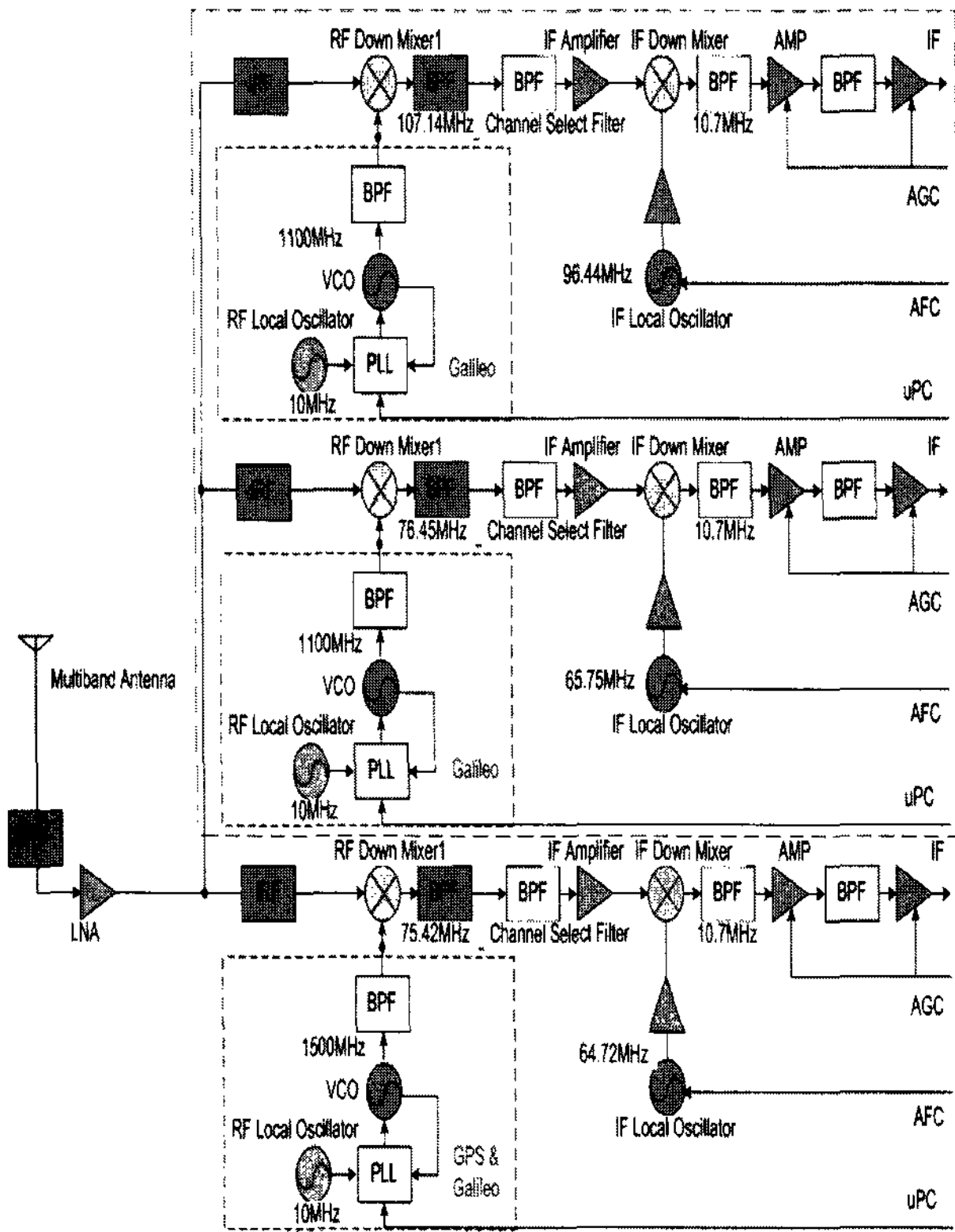


그림 2-2. GNSS RF 수신단 구조도
Fig. 2-2. Architecture of GNSS RF receiver.

E5A대역 그리고 E5B 대역을 수신할 수 있는 다중 대역의 블록으로 구성하였다.

GPS의 L1대역과 갈릴레오의 E1대역은 입력신호 1575.42MHz에서 1차 중간주파수로 75.42MHz를 선택하여 국부발진 주파수를 1500MHz로 하였다. 국부발진기에서 가장 중요한 인수인 주파수 안정도 문제를 해결하기 위해 PLL VCO를 사용하였으며, 10MHz 주 클럭에서 750MHz의 PLL VCO를 사용하여 2채배하여 구성하였다. PLL회로는 PLL IC가 마이크로프로세서부 신호를 입력받아 정확한 안정도를 갖는 국부발진기가 된다. 입력 RF주파수와 국부발진기를 입력받아 믹서는 75.42MHz의 1차 IF를 생성하고 이는 다시 4MHz의 대역을 갖는 대역통과여파기를 거치고 IF AMP를 통해 2차 믹서에 입력된다. 2차 국부발진주파수는 64.72MHz로 선택하여 VCXO로 사용하였고, 2차 믹서에서 처리 가능하게 증폭기를 이용하여 출력레벨을 높였다. 10.7MHz의 IF신호는 AMP를 통해 증폭하였으며, 마이크로 프로세서에 의해 제어 가능하게 AGC형태로 사용하였다.

갈릴레오의 E5A대역은 입력신호 1207.14MHz에서 1차 중간주파수로 107.14MHz를 선택하여 국부발진 주파수를 1500MHz로 하였다. 갈릴레오의 E5B대역은 입력

신호 1176.45MHz에서 1차 중간주파수로 76.45MHz를 선택하여 국부발진 주파수를 1500MHz로 하였다.

3. GNSS 고정밀 측위 아키텍처

정밀 측위를 하기 위해서는 동기 획득과 동기 추적 과정을 거쳐야 측위를 할 수 있다. 신호 초기동기 획득 (Signal Acquisition)은 기준 신호를 한칩 또는 1/2칩씩 이동하면서 입력 신호와 비교하여 두 신호 사이의 시간차가 한칩 이내가 되도록 조정하는 것을 동기 획득 (Acquisition)이라 하고, 동기 추적은 한 칩 이내로 시간차가 조정된 입력신호와 기준신호를 좀 더 세밀하게 조정하여 시간차가 "0"이 되도록 하고 그 상태를 계속 유지할 수 있도록 조정해가는 과정을 동기 추적 (Tracking)이라고 한다.

그림 2-3은 정밀도를 향상시키기 위하여 제안된 고정밀 측위 아키텍처 구조이다. 이 추적 루프는 Early_early코드, Early_late코드, Prompt코드, Late_early코드, Late_late코드를 생성한 후, 신호 곱과 적산을 통해 출력된 I와 Q신호 전력을 이용하여 코드 지연을 산출한다.

여기서 Early_early코드는 Prompt코드의 1/2칩 앞섬 코드를 Early_late코드는 Prompt코드의 1/4칩 앞섬 코드를 Late_early코드는 Prompt코드의 1/4칩 뒤섬 코드를

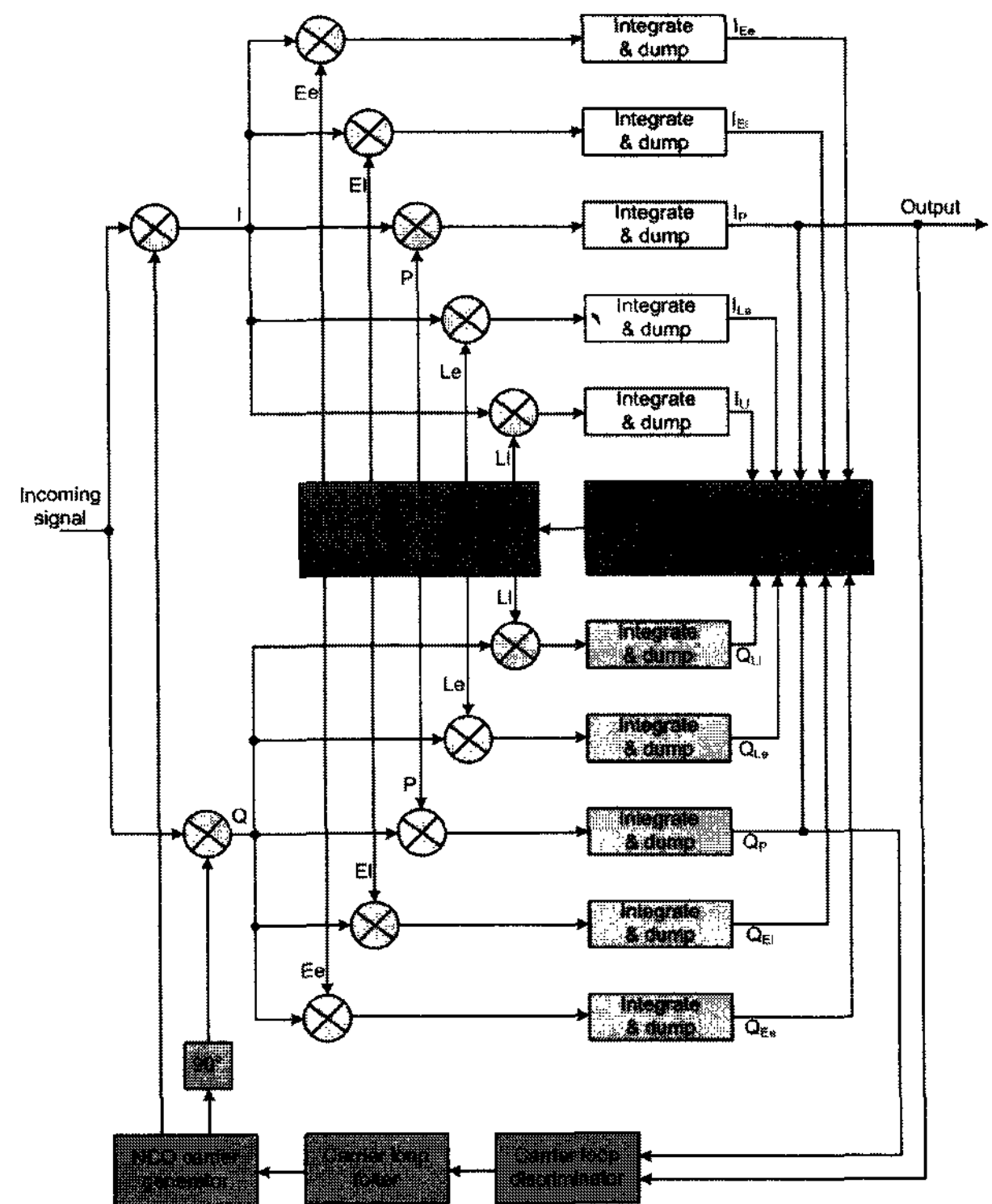


그림 2-3. GNSS의 고정밀 측위 아키텍처 구조도
Fig. 2-3. High precision localization architecture of GNSS.

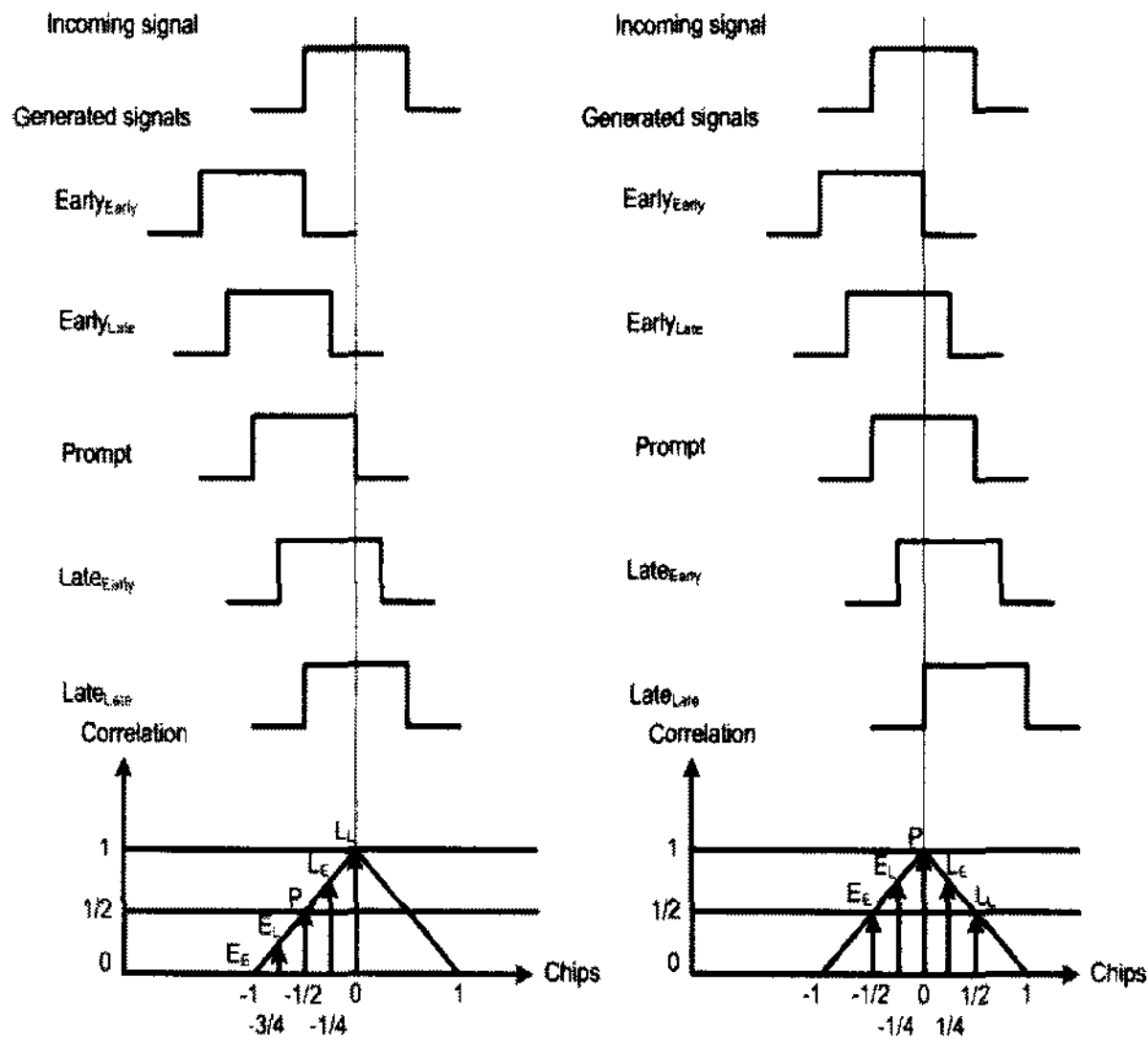


그림 2-4. GNSS 고정밀 측위 아키텍처의 동기 과정
 Fig. 2-4. Synchronization process of GNSS high precision localization architecture.

Late_late코드는 Prompt코드의 1/2칩 뒤섬코드를 나타내고, 각각 Prompt코드를 중심으로 대칭 구조를 가진다. 따라서 Early_early코드와 Late_late코드의 신호전력의 차가 “0”이 되도록 코드 발생기를 제어하여 Prompt코드가 위성코드와 동기를 이루게 된다. 또한 반송파 추적 루프는 변별기와 루프필터 및 반송파 발생기로 구성되며, I와 Q신호를 이용한 변별기와 루프필터를 통하여 위상오차 또는 주파수 오차를 제거한다. PLL은 정밀한 위상추적이 가능함에 따라 높은 정확도의 위상 측정에 기반한 의사거리 측정치의 제공이 가능하다.

코드 위상 분별기는 5개의 상관기인 Early_early코드, Early_late코드, Prompt코드, Late_early코드, Late_late코드 출력 값을 이용해서 코드 위상 오차를 구한다. 그림 2-4와 같이 입력 신호의 코드 위상과 상관기에서 생성한 코드의 위상이 일치할 경우 Early_early코드와 Late_late코드 또는 Early_late코드와 Late_early코드의 상관 값은 같아지고, Prompt코드는 상관 함수의 최고치를 가리킨다. 오차가 없을 경우 Early_early코드와 Late_late코드 또는 Early_late코드와 Late_early코드의 상관 값은 같아지고, Prompt코드는 상관 함수의 최고치를 가리킨다. 오차가 있을 경우 Early_early코드와 Late_late코드의 상관 값이 차이가 나는 경우에도 Early_late코드와 Late_early코드의 상관 값이 일치하면 Prompt코드와 동기가 맞았다고 판단한다, 또 다른 오차가 있을 경우 Early_late코드와 Late_early코드의 상관 값이 차이가 나는 경우에도 Early_early코드와 Late_

late코드의 상관 값이 일치하면 Prompt코드와 동기가 맞았다고 판단한다.

4. GNSS 고감도 측위 아키텍처

제안하는 GNSS 고감도 측위 아키텍처를 적응형 단순 비대칭 다중 코렐레이터 (Adaptive Simple Asymmetry Multiple Correlator)라고 명명한다. 이는 위성항법시스템의 수신율을 높이기 위하여 제안한 구조이다. 적응형 단순 비대칭 다중 코렐레이터 구조는 앞에서 제안한 고정밀 측위 아키텍처 구조를 적용하고, 20개의 코렐레이터를 비대칭 구조로 사용하였다. 위성은 같은 C/A코드를 매년 20번씩 반복하여 송신한다. 따라서 20개의 코렐레이터를 모두 사용하여 감도를 최대한 높일 수 있는 구조를 설계하였고, 20개의 C/A코드 동기를 맞추기 위하여 비트 에지 검출기(Bit Edge Detector)를 사용하였다. 그리고 각 코렐레이터는 시리얼하게 반복하여 더해지면서 수신 증폭률을 높인다. 즉, 20개의 코렐레이터는 시리얼하게 신호를 계속 합해가며 신호를 증폭시키고, 또 같은 코렐레이터들의 출력은 또 합을 하여 수신율을 높이며, 이를 최종단에서 다시 합을 하여, 20개의 코렐레이터를 가지고 신호 레벨을 충분히 증폭시킬 수 있도록 설계하였다. 반면에 잡음 레벨은 최대한 낮출 수 있는 구조이다. 따라서 제안한 모델은 증폭률이 가장 높은 코렐레이터의 Early_early를 2개로 하고 Early_late를 4개, Prompt를 8개, Late_early를 4개, Late_late를 2개로 구성하였다. 또한 GNSS 항법시스템이므로 GPS와 갈릴레오의 통합 구조를 이루기 위해 갈릴레오에서 사용하는 변조방식인 BOC 발생기를 추가하였다. 코렐레이터의 수가 비대칭 구조를 이루고 있으므로, 각각의 코렐레이터의 잡음 레벨이 달라 오히려 수신율이 떨어질 수 있다. 따라서 출력단에 비대칭 별로 평균화 시켜 잡음 레벨을 일치 시켰다. 제안하는 적응형 단순 비대칭 다중 코렐레이터는 적응형 구조, 단순 구조, 비대칭 구조를 이루고 있다.

적응형 구조의 특징으로는 위성으로부터 항법정보데이터를 수신하기에 적합한 환경의 유/무를 감도 판독기에서 판단하여 수신에 적합한 환경인 경우, 기본적으로 5개 코렐레이터인 Early_early, Early_late, Prompt, Late_early, Late_late만을 사용한다. 하지만 도심이나 나무 숲 등 주변 환경이 열악하여 위성으로부터 항법정보데이터의 수신이 좋지 않을 경우, 10개, 15개, 20개의 코렐레이터를 늘려 나가며 사용한다. 이렇게 주변 환경에 따라 수신 감도가 떨어지는 경우 감도 판독기에서

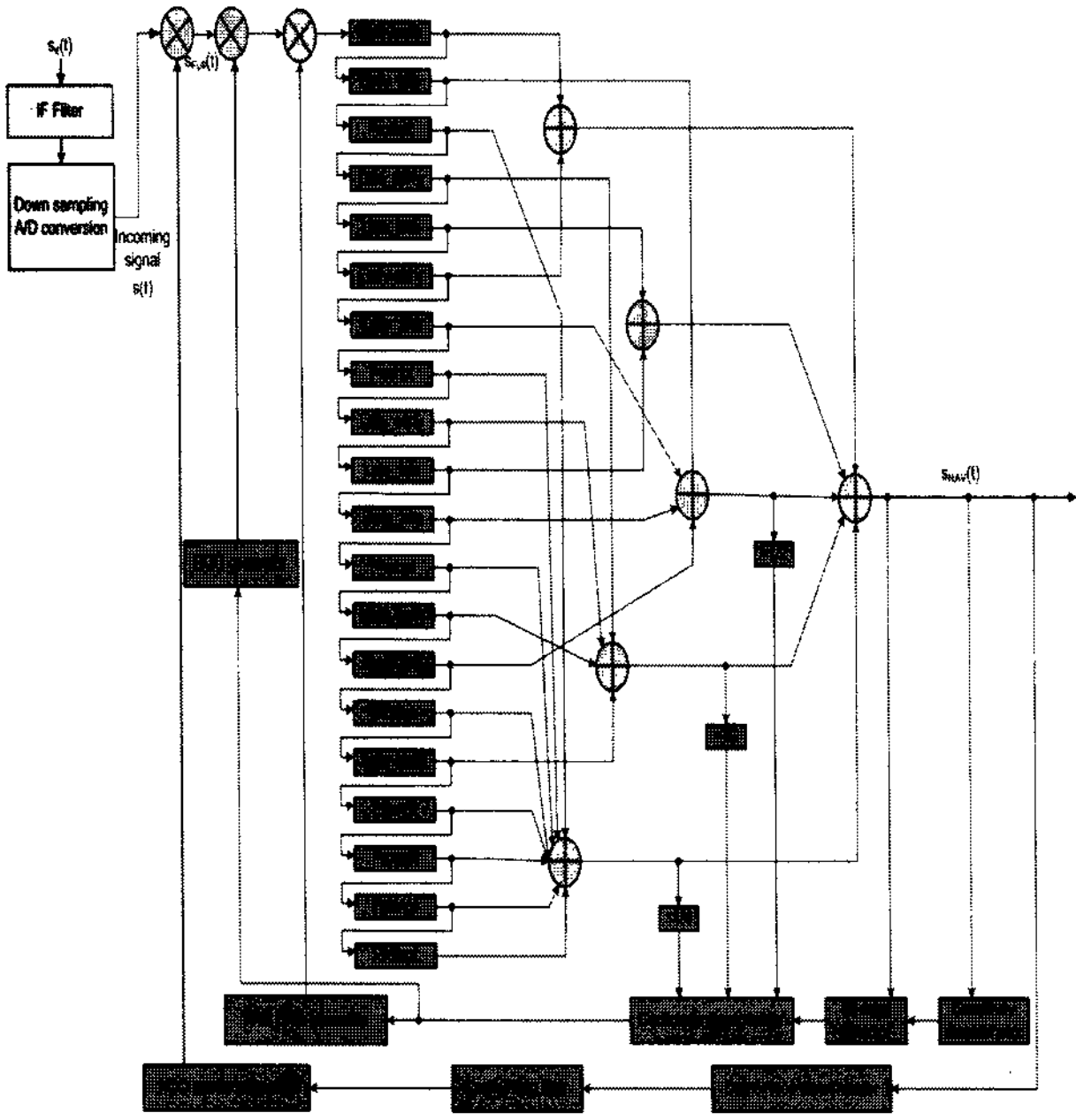


그림 2-5. GNSS의 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 세부도
 Fig. 2-5. Adaptive simple asymmetry multiple correlator 24842 detail diagram of GNSS.

판단하여 코릴레이터 수를 증가 시키며 동작하여 주변 환경에 따라 적응형 수신기 구조로 동작하도록 설계 하였다. 이렇게 적응형 구조로 사용할 경우 일반적인 환경에서 코릴레이터의 수를 줄일 수 있어 시스템의 동작 지연시간을 줄일 수 있다.

다음으로 단순 구조를 이루고 있는데, 기존 코릴레이터의 구조는 I와 Q를 동시에 사용하면서 Early, prompt, Late 구조를 이루고 있다. 하지만 제안한 구조는 20개의 비대칭 코릴레이터를 사용하므로 복잡도가 기존 코릴레이터보다 클 것이다. 하지만 이를 최소화하기 위하여 I 위상만을 사용하면서도 Q 위상이 가지고 있는 기능을 수행할 수 있도록 구성하였다. 따라서 기존 코릴레이터 구조와 비교하여 크게 복잡도가 증가 하지 않음을 알 수 있다. 제안하는 비대칭 코릴레이터 구조는 Early_early, Early_late, Prompt, Late_early, Late_late를 24842구조를 이루고 있다. 20개의 코릴레이터를 사용하면서 이를 수 있는 구조는 24842구조와 34643구조, 44444구조, 54245구조, 42824구조, 52625구조, 62426구조, 72227구조 등이 있다. 하지만 수신 신호의 증폭률이 곧 수신기에서 항법 메시지의 수신율과 깊은 관련이 있는 점을 고려하여, 비대칭 구조인 24842구조로 설계를 하였다.

그림 2-5는 제안하는 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조의 블록도를 나타내고 있다.

다음은 위성항법시스템에서 보내온 항법정보데이터를 검출하기 위한 과정을 수식으로 표현하였다. 위성항법시스템 k로부터 수신기로 들어오는 입력 신호는 식 2.1과 같다.

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c} C^k(t) D^k(t) \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL1}} (P^k(t) D^k(t)) \sin(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL2}} (P^k(t) D^k(t)) \sin(2\pi f_{L2}t) \quad (2.1)$$

이렇게 위성항법시스템 k로부터 들어오는 신호는 L1 주파수 대역의 C/A코드와 L1 주파수 대역의 P코드 그리고 L2대역의 P코드의 신호가 들어온다. 여기서 P_c, P_{PL1}, P_{PL2} 는 C/A코드와 P코드 신호의 세기를 나타내고, C^k 는 k번째 위성에서 할당된 C/A코드, P^k 는 k번째 위성에서 할당된 P코드, D^k 는 항법시스템 데이터, f_{L1} 과 f_{L2} 는 L1과 L2의 반송파 주파수를 나타낸다. 이렇게 들어온 신호가 시스템의 필터링과 다운 변환한 후의 출력 신호는 식 2.2와 같다.

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c} C^k(t) D^k(t) \cos(\omega_{IF}t) + \sqrt{2P_{PL1}} (P^k(t) D^k(t)) \sin(\omega_{IF}t) \quad (2.2)$$

필터링과 다운 변환기를 지난 출력 신호는 A/D 변환기로 샘플링 한다. 이유는 C/A코드와 P코드의 찌그러짐을 방지하기 위해서 이다. A/D 변환을 거치게 된다. A/D 변환기를 지난 신호 중 P코드 신호는 사용할 수 없는 신호임으로 수신기에서는 잡음으로 처리한다. 따라서 $\sqrt{2P_{PL1}} (P^k(t) D^k(t)) \sin(\omega_{IF}t)$ 는 $e(n)$ 으로 처리한다. 그 후의 출력 신호는 식 3.3과 같다.

$$S^k(n) = C^k(n) D^k(n) \cos(\omega_{IF}n) + e(n) \quad (2.3)$$

A/D 변환기를 지난 신호는 복조를 위해 양쪽에 $\cos(\omega_{IF}n)$ 을 곱해준다. 여기서 반송파 리플리카 신호는 식 2.4와 같다.

$$S^k(n) \cos(\omega_{IF}n) = C^k(n) D^k(n) \cos(\omega_{IF}n) \cos(\omega_{IF}n) = -\frac{1}{2} C^k(n) D^k(n) - \frac{1}{2} \cos(2\omega_{IF}n) \cdot C^k(n) D^k(n) \quad (2.4)$$

이 신호가 저대역 필터링을 지나면 식 2.5와 같다.

$$\frac{1}{2} C^k(n) D^k(n) \quad (2.5)$$

일반적인 correlation의 출력은 식 2.6과 같다.

$$\sum_{n=0}^{N-1} C^k(n) C^k(n) D_k(n) = ND^k(n) \quad (2.6)$$

제안한 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터의 구조에 대한 코릴레이션의 출력은 식 2.7과 같다.

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) = MND^k(n) \quad (2.7)$$

식 3.7을 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842의 구조에 대응하면 식 2.8과 같다.

$$\sum_{m=0}^{19} \sum_{n=0}^{1022} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) = MND^k(n) \quad (2.8)$$

여기서 M은 20으로 반복되는 코릴레이터의 수를 나타내고, N=1023으로 C/A 코드의 길이를 나타낸다.

따라서 기본적인 코릴레이터의 경우 식 2.6에 그 값을 적용할 경우 각각 한 개의 Early는 1/2, prompt는 1, Late는 1/2값을 대응 할 수 있다. 그 결과 값은 식 2.9와 같다.

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{1022} C^k(n) C^k(n) D_k(n) &= ND^k(n) \\ &= \frac{1}{2} \times 1 \times 1023 \times D^k(n) + 1 \times 1 \times 1023 \times D^k(n) + \\ &\quad \frac{1}{2} \times 1 \times 1023 \times D^k(n) \\ &= 2046D^k(n) \end{aligned} \quad (2.9)$$

2046 $D^k(n)$ 만큼의 증폭 신호를 나타내고 있다.

다음으로 제안하는 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842의 경우 식 2.9에 적용할 경우 Early_early는 1/2에 2개, Early_late는 3/4에 4개, Prompt는 1에 8개, Late_early는 3/4에 4개, Late_late는 1/2에 2개의 코릴레이터를 각각 대응할 수 있다. 그 결과 값은 식 2.10과 같다.

$$\begin{aligned} \sum_{m=0}^{19} \sum_{n=0}^{1022} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) &= MND^k(n) \\ &= \sum_{m=0}^1 \sum_{n=0}^{1022} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) + \\ &\quad \sum_{m=2}^5 \sum_{n=0}^{1022} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) \\ &\quad + \sum_{m=6}^{13} \sum_{n=0}^{1022} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) + \\ &\quad \sum_{m=14}^{17} \sum_{n=0}^{1022} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) \\ &\quad + \sum_{m=18}^{19} \sum_{n=0}^{1022} C^k(m+n) C^k(m+n) D^k(m+n) \end{aligned} \quad (2.10)$$

위의 식 2.10을 풀어보면 아래의 결과가 나온다.

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2} \times 2 \times 1024 \times D^k(m+n) \times D^k(m+n) + \\ &\frac{3}{4} \times 4 \times 1023 \times D^k(m+n) + 1 \times 8 \times 1023 \times D^k(m+n) \\ &+ \frac{3}{4} \times 4 \times 1023 \times D^k(m+n) + \frac{1}{2} \times 2 \times 1023 \times D^k(m+n) \\ &= 16,369D^k(m+n) \end{aligned}$$

위의 결과로 보았을 때 기존 위성 항법 시스템내의 코릴레이터의 신호 증폭은 2046 $D^k(n)$ 인 반면에 제안한 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조는 16,369 $D^k(m+n)$ 의 증폭률을 나타냄을 알 수 있다.

위의 결과는 신호의 증폭률을 나타내는 수치이다. 이 신호 증폭률은 적합한 신호를 얻을 수 있는 확률을 얻기 위한 수식이다. 여기서 우리는 pdf 수식에 적용 할 수 있다. 신호가 없는 잡음의 pdf인 $P_n[z]$ 는 평균이 0인 정규분포 함수를 갖는다. 그리고 신호가 있는 잡음의 pdf인 $P_s[n]$ 는 평균이 0이 아닌 정규분포 함수를 갖는다. 이 신호에 대한 임계치는 잘못된 경고(False Alarm)의 확률인 P_{fa} 을 기반으로 한다.

따라서 신호를 정확하게 검출할 확률은 식 2.11과 같고, 잘못된 경고의 확률은 식 2.12와 같다.

$$P_d = \int_{V_t}^{\infty} p_s dz \quad (2.11)$$

$$P_{fa} = \int_{V_t}^{\infty} p_n dz \quad (2.12)$$

pdf의 결정에 대하여, I와 Q는 가우시안 분포함수를 가진다고 가정 한다. 이 가정에 대한 분포함수는 $\sqrt{I^2+Q^2}$ 으로 나타낼 수 있고, $p_s(z)$ 는 라이시안 분포함수인 식 2.13과 같이 나타 낼 수 있다.

$$p_s(z) = \begin{cases} \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2+A^2}{2\sigma_n^2}\right)} I_0\left(\frac{zA}{\sigma_n^2}\right), & z \geq 0 \\ 0, & z < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

여기서, z 는 확률 변수의 값이고, σ_n^2 은 RMS 잡음 전력이고, A는 신호 증폭을 나타내고, $I_0\left(\frac{zA}{\sigma_n^2}\right)$ 는 zero order의 수정된 Bessel 함수를 나타내고, $I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$ for $x \gg 1$ 을 나타낸다.

$z \geq 0$ 일 때, 식 2.13을 SNR로 변경하면 C/N에 따

라 식 2.14와 같다.

$$p_s(z) = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2}{2\sigma_n^2} + C/N\right)} I_0\left(\frac{z\sqrt{2C/N}}{\sigma_n}\right) \quad (2.14)$$

여기서 C/N은 잡음에 대한 신호의 비율을 나타내고, $C/N = A^2/2\sigma_n^2 = (C/N_0)T$ 를 나타낸다. 여기서 T는 search dwell time을 나타낸다.

위성항법시스템의 PLL 위상 에러의 주된 원인은 위상 지터와 다이내믹 스트레스 에러가 주된 원인이 된다. 따라서 식 3.15는 PLL의 열잡음에 대한 식을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \sigma_{PLLt} &= \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (\text{degrees}) \\ \sigma_{PLLt} &= \frac{\lambda_L}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (m) \end{aligned} \quad (2.15)$$

여기서 B_n 은 반송파 루프 잡음 대역폭(Hz)을 나타내고, C/N_0 는 반송파대 잡음 전력을 비율(Hz)로 전환하면 $\frac{(C/N_0)_{dB}}{10}$ 으로 전환된다.

T는 초기 탐지 적분 시간(Predetection Integration Time)을 나타내고, λ_L 은 위성 항법 시스템의 L 대역의 반송파 길이를 나타낸다. 이는 L1대역에서는 $\frac{299,792,485m/s}{1,575.42MHz} = 0.1903m/cycle$ 이 되고, L2대역에서는 $\frac{299,792,485m/s}{1,227.6MHz} = 0.2442m/cycle$ 가 된다.

위성항법 시스템의 코드 동기 추적 루프에서도 범위에러의 주된 원인은 열잡음 범위 에러 지터와 동적 스트레스 에러가 주된 원인이 된다. 따라서 동기 추적 임계치는 식 2.16과 같다.

$$3\sigma_{DLL} = 3\sigma_{tDLL} + R_e \leq D/2 \quad (2.16)$$

여기서 σ_{tDLL} 은 1시그마 열잡음 코드 추적 지터(Chips)를 나타내고, R_e 는 DLL 추적 루프의 동적 스트레스 에러를 나타내고, D는 Early대 Late 코릴레이터 간격(Chips)을 나타낸다.

비동기 DLL 관독기에 대한 열잡음 코드 추적 지터는 식 2.17과 같다.

$$\sigma_{tDLL} \approx \frac{1}{T_c} \sqrt{\frac{B_n \int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \sin^2(\pi f DT_c) df}{(2\pi)^2 C/N_0 \left(\int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \sin^2(\pi f DT_c) df \right)^2}}$$

$$\times \sqrt{\left[1 + \frac{\int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \cos^2(\pi f DT_c) df}{TC/N_0 \left(\int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \cos^2(\pi f DT_c) df \right)^2} \right]} \quad (\text{chips}) \quad (2.17)$$

여기서 B_n 은 코드 루프 잡음 대역폭(Hz)을 나타내고, $S_s(f)$ 는 신호에 대한 전력 밀도 함수를 나타내고, B_{fe} 는 양측 전처리단(Double-side Front-end) 대역폭(Hz)을 나타내고, T_c 는 칩 기간으로 이것은 칩 속도인 $\frac{1}{R_c}$ 와 같다. 결과적으로 식 2.17은 테일러 급수 전개하면 식 2.18과 같다.

$$\sigma_{tDLL} \approx \frac{1}{T_c} \sqrt{\frac{B_n}{(2\pi)^2 C/N_0 \int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} f^2 S_s(f) df} \left[1 + \frac{1}{T(C/N_0) \int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} f^2 S_s(f) df} \right]} \quad (\text{chips}) \quad (2.18)$$

여기서 식 $\sqrt{\int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} f^2 S_s(f) df}$ 는 신호의 RMS(Root Mean Square)로 불린다.

III. 수학적 분석 및 실험

본 장에서는 제안한 GNSS 기반의 수신기 아키텍처의 RF 수신단과 고정밀 측위 아키텍처 그리고 고감도 측위 아키텍처들의 성능 평가를 위한 환경을 표 3-1과 성능 평가를 위한 파라메타를 표 3-2와 같이 구성하여 비교, 분석한다.

신호의 종류로는 데이터 신호와 PRN 코드 그리고 반

표 3-1. 성능평가를 위한 시뮬레이션 환경
Table 3-1. Simulation environment for performance evaluation.

항 목	내 용
시뮬레이션 환경	<ul style="list-style-type: none"> • CPU : Intel Core2, 1.66GHz • Main Memory : 2GB • Matlab Version : R2007a
시뮬레이션 조건	<ul style="list-style-type: none"> • Model File : sl_correlator_multi.m • m파일 : correlator_multi_symm.m • N=1000번 • mc=[2 4 8 4 2] 등 8개 구조 • SNR=-80:5:20
시뮬레이션 결과	<ul style="list-style-type: none"> • 저장 파일 • correlator_multi_symm.fig • correlator_multi_symm.mat

표 3-2. 성능평가를 위한 파라메타
Table 3-2. Parameter for performance evaluation.

구분	특성	비고
시뮬레이션 항목	<ul style="list-style-type: none"> 대역폭별 C/N₀에 따른 동기 추적 정확도 코히어런트 판별식 논코히어런트 판별식 환경 변화에 따른 시간별 증폭률 E_s/N₀에 따른 검출 확률 	
시뮬링크 구성 모델	적응형 단순 비대칭/대칭 다중 코릴레이터의 다양한 구조 <ul style="list-style-type: none"> 기존 구조 24842 구조 34643 구조 44444 구조 42824 구조 52625 구조 62426 구조 	
Matlab 구성 파일	<ul style="list-style-type: none"> 입력 신호 1/2 판독기 1/4 판독기 고감도 기존 	
E _s /N ₀	-50~30 구간	
시뮬레이션 루프 횟수	각 1000회	
SNR	-80~20	

송파로 구분할 수 있다. 데이터 신호는 50bps의 속도로 전송되므로 50bps로 구성하였으며, 시뮬레이션에서는 항상 +값이 나오게 하기 위해 1로 셋팅을 하였다. PRN 코드는 1023의 샘플로 구성되어 있으며, matlab 프로그램으로 1023개로 이루어진 하나의 심볼을 만들었고, 시뮬링크(Simulink) 시뮬레이션을 위해 반복신호로 구현하였다. 반송파는 신호를 정확하게 보기 위해 16MHz로 샘플링하였고, 시뮬레이션 샘플링 시간을 반송파 샘플링과 일치시켰다.

다음으로 기존 상관기 구조와 제안한 고정밀 측위 아키텍처 구조를 자기상관 함수와 동기 추적 정확도로 성능분석 하였다. 자기상관 함수는 식 3.1과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_c(\tau) = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{2A} \int_{-A}^A c(t)c(t-\tau)dt \quad (3.1)$$

동기 추적 정확도는 잡음 성능으로 구할 수 있는데, 식 3.2와 같다.

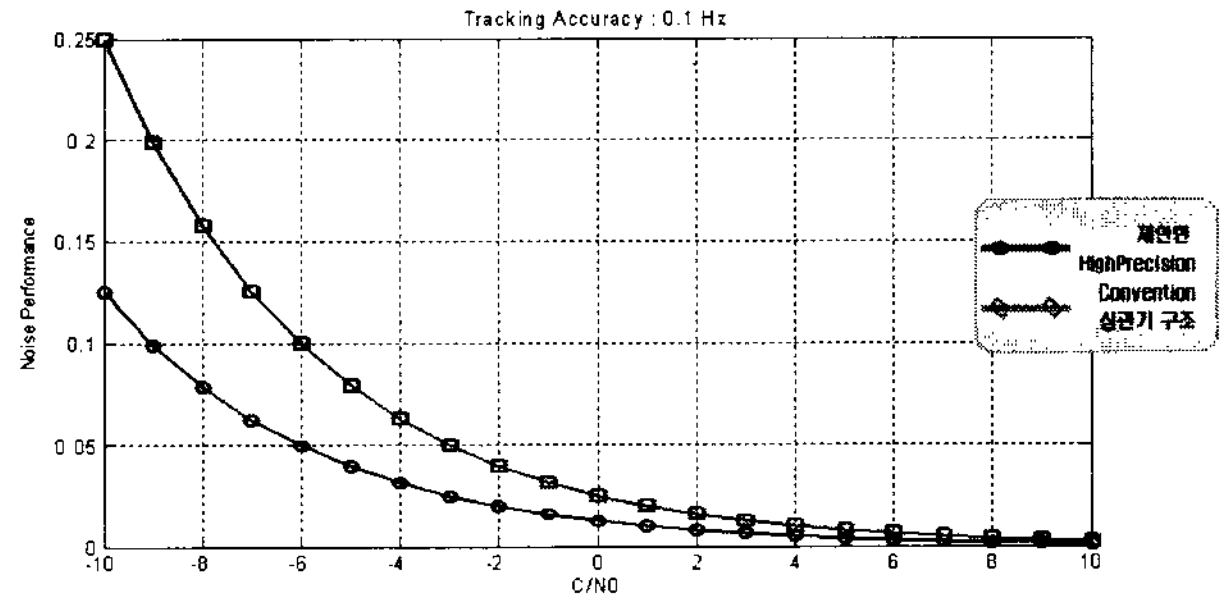


그림 3-1. 동기 추적 정확도를 위한 상관기의 0.1Hz에서의 성능분석
Fig. 3-1. Performance analysis of delay locked loop for tracking accuracy on 0.1Hz.

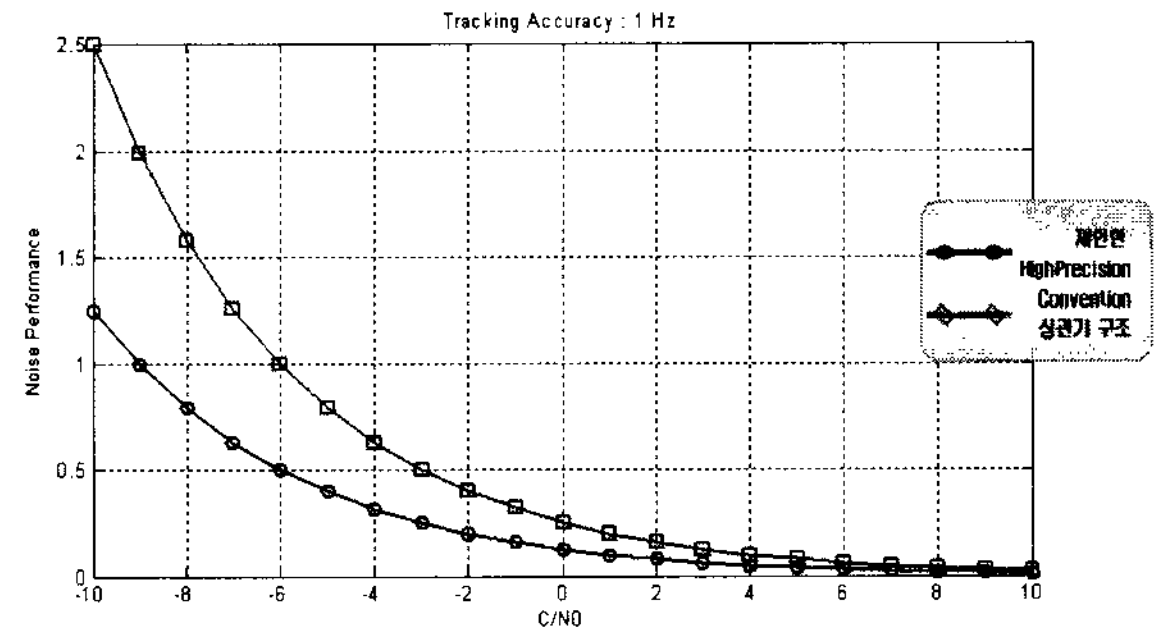


그림 3-2. 동기 추적 정확도를 위한 상관기의 1Hz에서의 성능분석
Fig. 3-2. Performance analysis of delay locked loop for tracking accuracy on 1Hz.

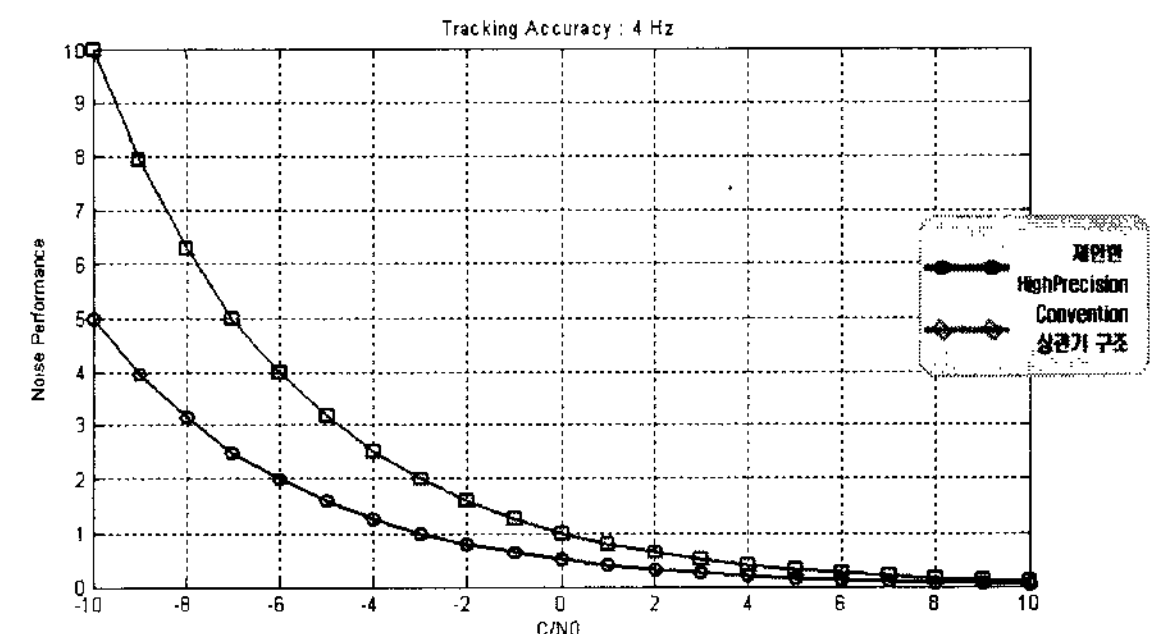


그림 3-3. 동기 추적 정확도를 위한 상관기의 4Hz에서의 성능분석
Fig. 3-3. Performance analysis of delay locked loop for tracking accuracy on 4Hz.



$$\sigma_r^2 \approx \frac{B_L d}{2 \frac{C}{N_0}} \approx \frac{B_L \frac{1}{4}}{2 \frac{C}{N_0}} \quad (3.2)$$

따라서 동기 추적 정확도의 성능 분석을 위해 기존 상관기 구조와 제안한 고정밀 측위 아키텍처 구조를 0.1Hz에서 성능 분석한 결과가 그림 3-1이다.

동기 추적 정확도를 기존 상관기 구조와 제안한 고정

밀 측위 아키텍처 구조를 1Hz에서 성능 분석한 결과가 그림 3-2이다.

동기 추적 정확도를 기존 상관기 구조와 제안한 고정밀 측위 아키텍처 구조를 4Hz에서 성능 분석한 결과가 그림 3-3이다.

위 그림 3-1과 3-2 그리고 3-3의 는 기존 상관기 구조에 대한 성능 결과이고, 는 제안하는 고정밀 측위 아키텍처 구조에 대한 성능 결과를 나타내고 있다. C/N0에 따른 잡음 성능으로 평가를 하였으며 기존 상관기 구조에 비해 대역폭 별로 각각 2배 정도 향상됨을 알 수 있다. 따라서 이러한 결과로 확인해 본 결과 기존 상관기 구조에 비해 제안한 고정밀 측위 아키텍처는 정밀도 면에서 잡음 에러율이 1/2로 줄었음을 알 수 있다.

다음은 시뮬레이션 결과로 각각의 적응형 단순 비대칭/대칭 다중 코릴레이터 구조와 기존 구조의 증폭률을 구하였다. 아래 결과는 시간에 따라 가변적으로 주위 환경을 변화시키며 최대 증폭률을 나타낸 결과이다.

그림 3-4는 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조의 증폭률이다.

제안한 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842

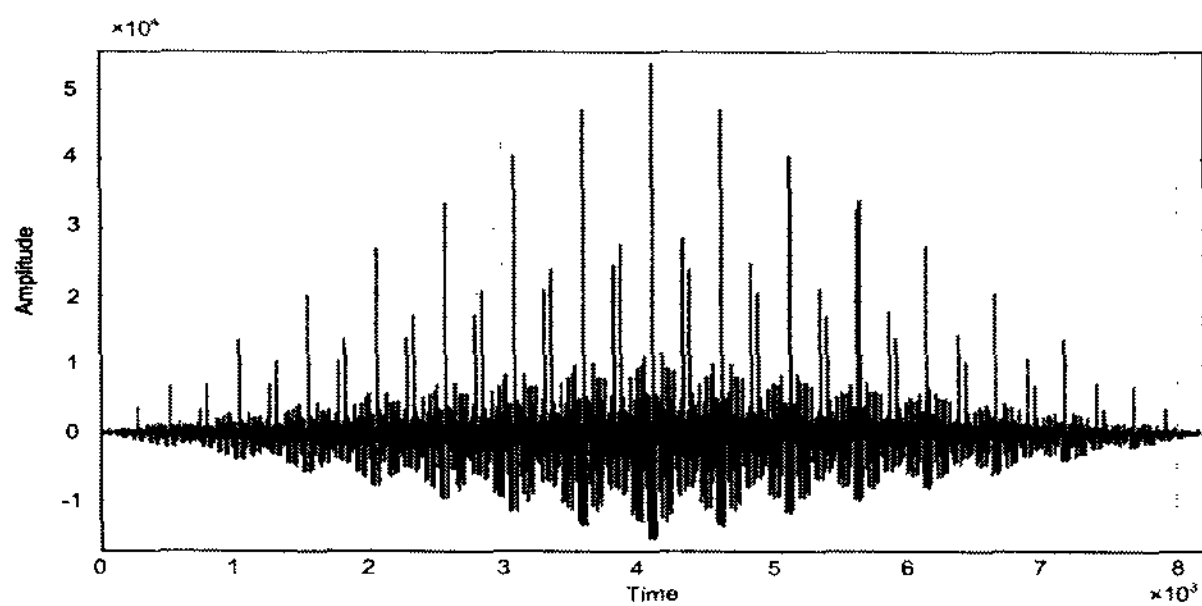


그림 3-4. 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조 증폭률

Fig. 3-4. Adaptive simple asymmetry multiple correlator 24842 architecture amplitude rate.

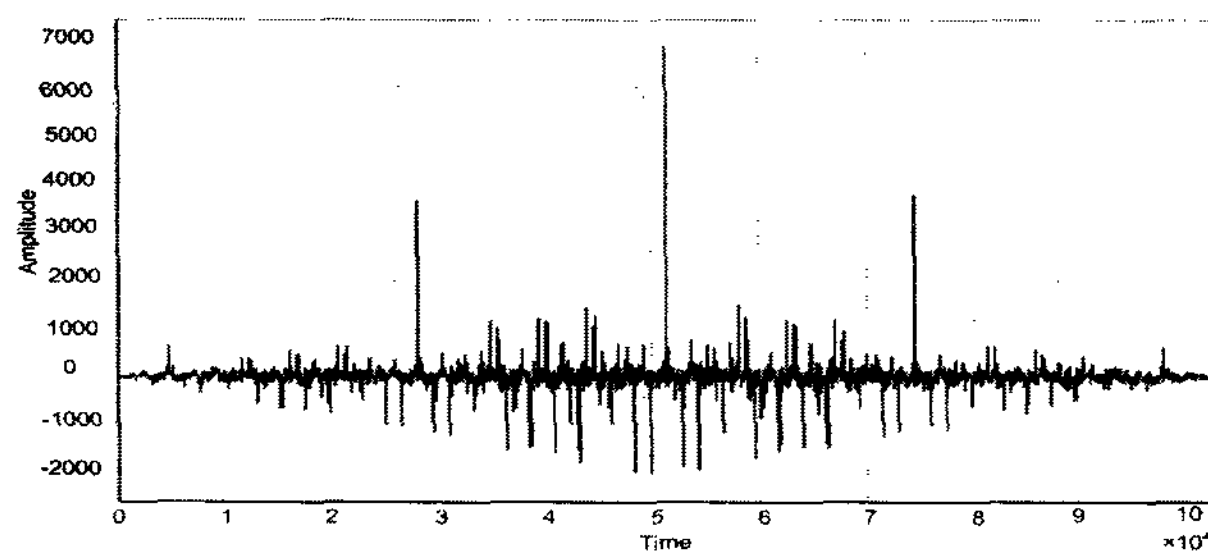


그림 3-5. 기존 위성항법시스템의 코릴레이터 구조 증폭률

Fig. 3-5. Correlator architecture amplitude rate of conventional satellite navigation system.

구조의 증폭률은 그림 3-4와 같은 결과를 얻었다. 위 결과에서처럼 시간의 변화에 따라 항법정보데이터를 받을 수 있는 환경을 변경하면서 증폭률 실험을 하였다. 즉, 일반적인 환경에서는 Early_early, Early_late, Prompt, Late_early, Late_late의 한 스텝의 코릴레이터를 사용한다, 하지만 환경의 변화에 따라 코릴레이터의 수를 10개, 15개, 20개로 늘려나가면서 증폭률을 실험하였다. 결과적으로 증폭률은 5×10^4 이상으로 증폭함을 알 수 있다. 여기서는 증폭률도 중요하지만 잡음 레벨과의 차가 신호검출의 향상에 영향을 준다. 따라서 잡음 레벨과 신호 레벨을 비교하면 레벨 차이가 커 신호 검출능력이 좋아짐을 알 수 있다. 그림 3-5는 기존 위성항법시스템의 코릴레이터 구조의 증폭률이다.

기존 위성항법시스템의 코릴레이터 구조의 증폭률은 그림 3-5와 같은 결과를 얻었다. 위 결과에서처럼 시간의 변화에 따라 항법정보데이터를 받을 수 있는 환경을 변경하면서 증폭률 실험을 하였다. 기존 구조는 Early, Prompt, Late의 코릴레이터 구조만을 가지고 있다. 결과적으로 증폭률은 6.8×10^3 정도의 증폭함을 알 수 있다. 잡음 레벨과 신호 레벨을 비교하면 레벨 차이가 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조보다 작아 신호 검출능력이 떨어짐을 알 수 있다.

그림 3-6은 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 34643 구조의 증폭률이다.

비교 대상인 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 34643 구조의 증폭률은 그림 3-6과 같은 결과를 얻었다. 위의 다른 결과에서처럼 시간의 변화에 따라 항법정보데이터를 받을 수 있는 환경을 변경하면서 증폭률 실험을 하였다. 20개의 코릴레이터도 환경에 따라 변화하면서 그 결과를 얻었다. 결과적으로 증폭률은 4.2×10^4 정도로 증폭함을 알 수 있다. 잡음 레벨과 신호 레벨을

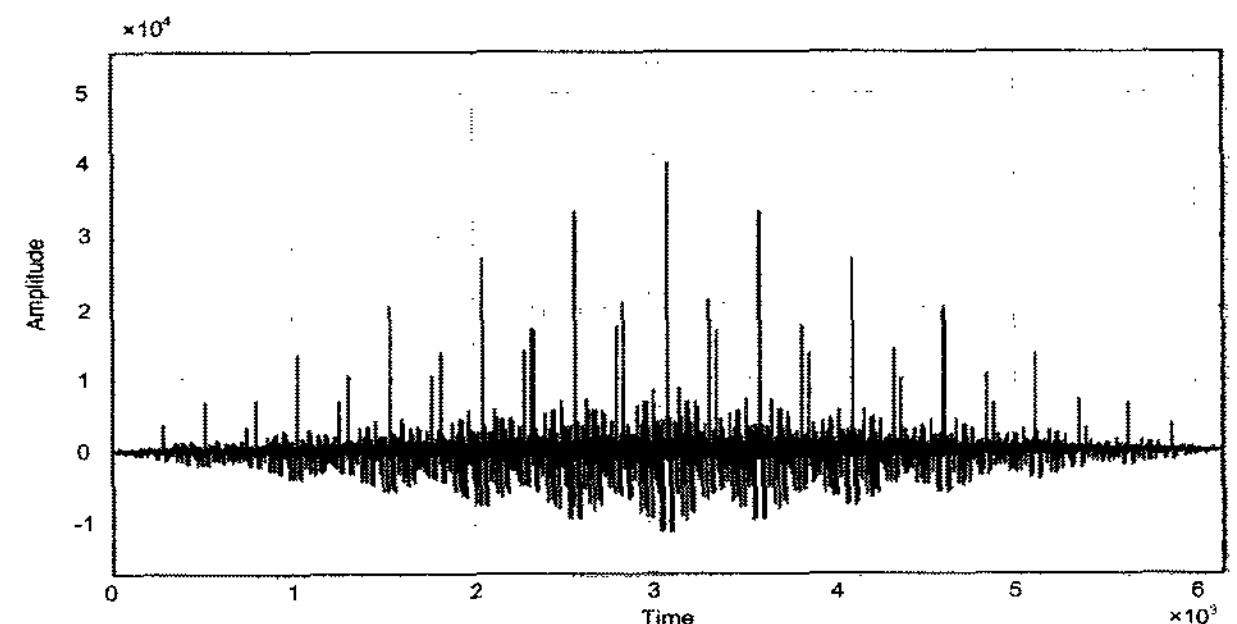


그림 3-6. 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 34643 구조 증폭률

Fig. 3-6. Adaptive simple asymmetry multiple correlator 34643 architecture amplitude rate.

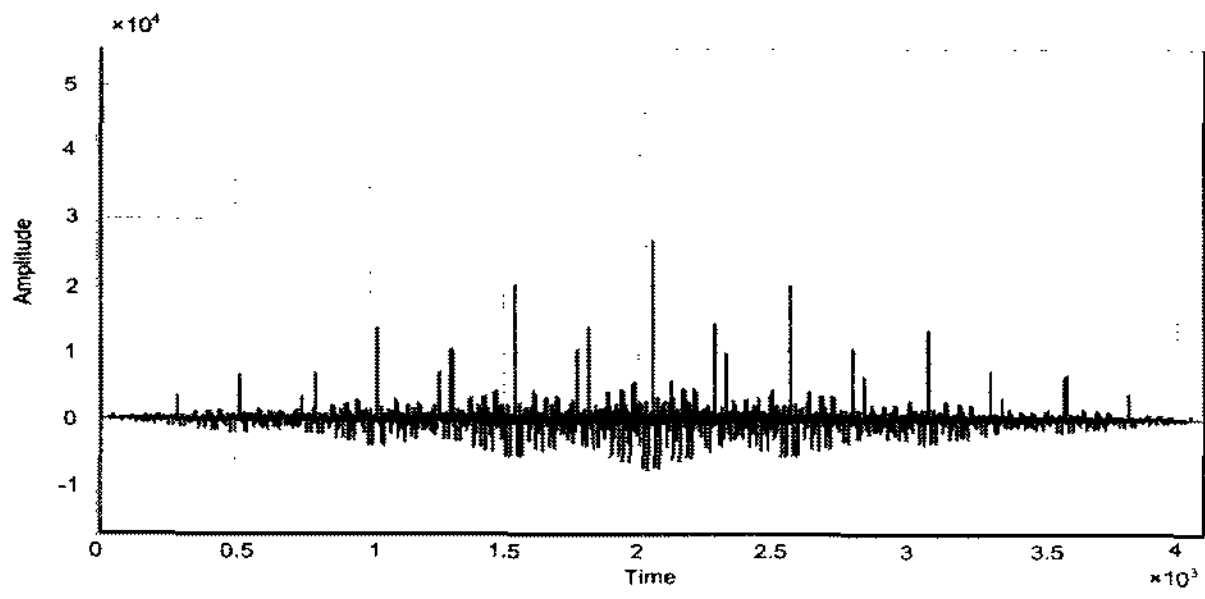


그림 3-7. 적응형 단순 대칭 다중 코릴레이터 44444 구조 증폭률

Fig. 3-7 Adaptive simple symmetry multiple correlator 44444 architecture amplitude rate.

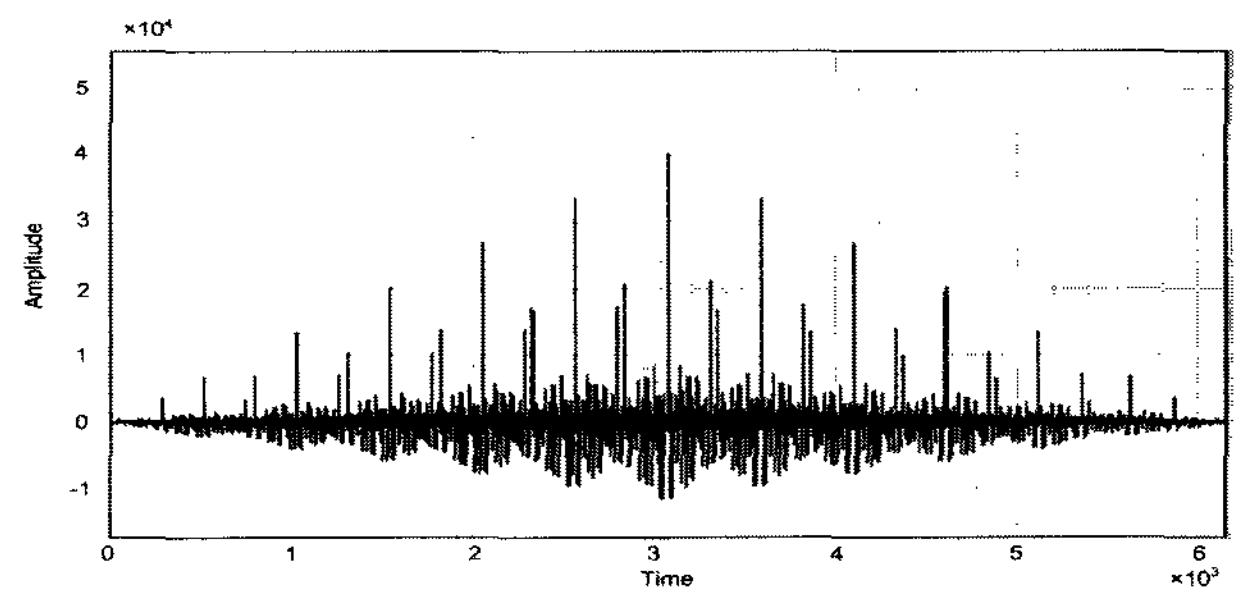


그림 3-9. 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 52625 구조 증폭률

Fig. 3-9. Adaptive simple asymmetry multiple correlator 52625 architecture amplitude rate.

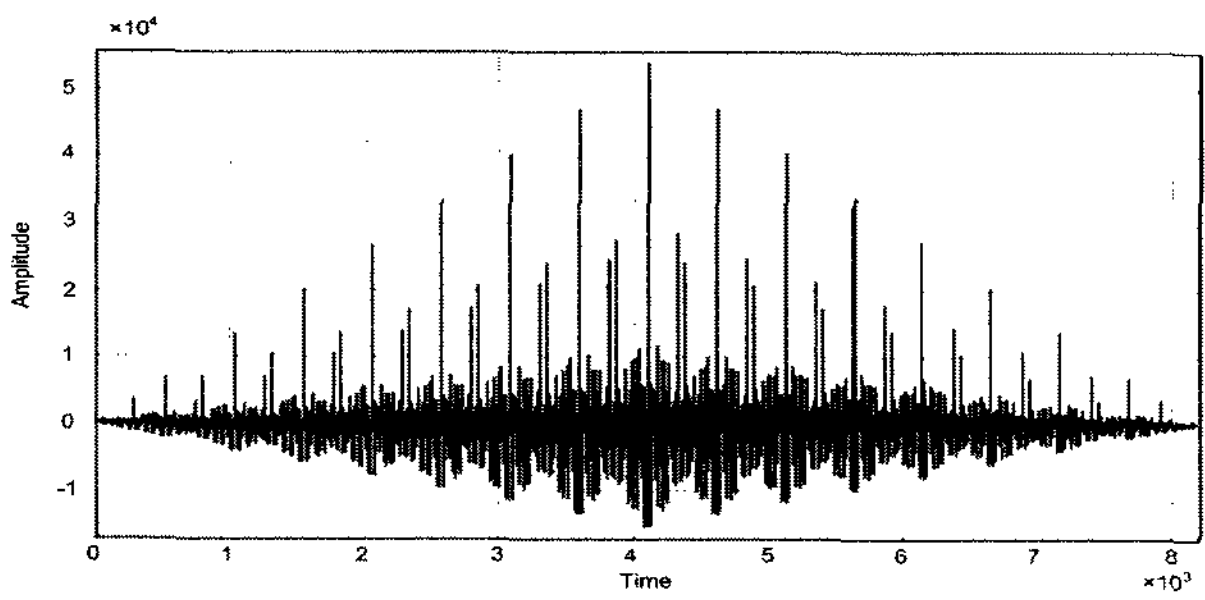


그림 3-8. 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 42824 구조 증폭률

Fig. 3-8 Adaptive simple asymmetry multiple correlator 42824 architecture amplitude rate.

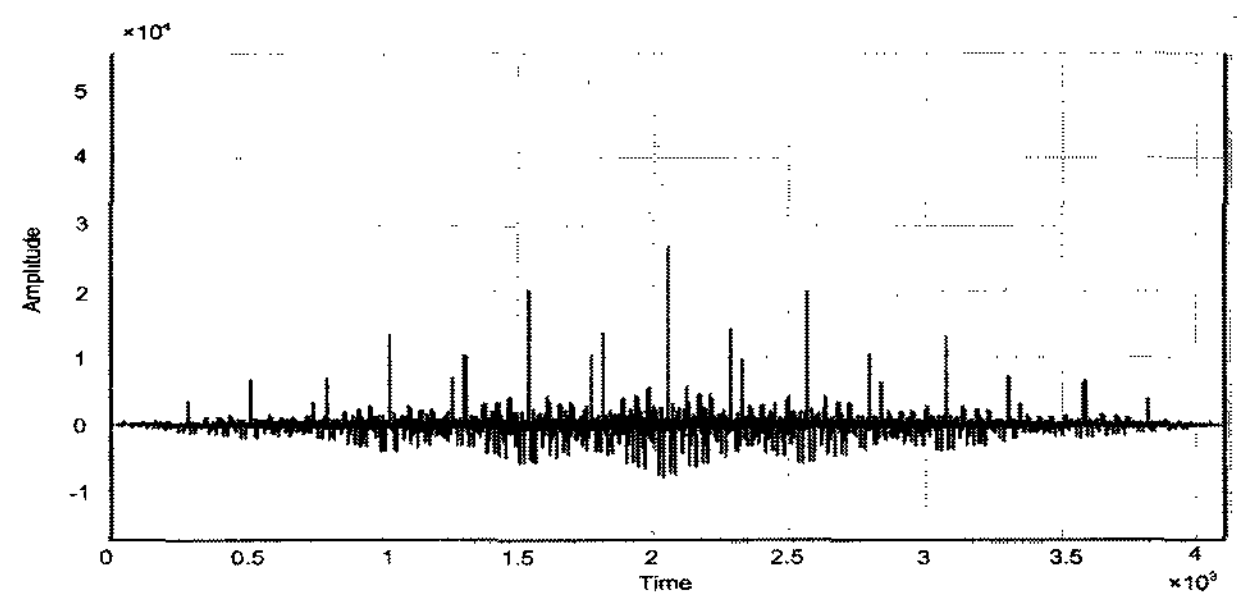


그림 3-10. 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 62426 구조 증폭률

Fig. 3-10. Adaptive simple asymmetry multiple correlator 62426 architecture amplitude rate.

비교하면 레벨 차이도 검출 할 수 있었다.

그림 3-7은 적응형 단순 대칭 다중 코릴레이터 44444 구조의 증폭률이다.

비교 대상인 적응형 단순 대칭 다중 코릴레이터 44444 구조의 증폭률은 그림 4-35와 같은 결과를 얻었다. 위의 다른 결과에서처럼 시간의 변화에 따라 항법 정보데이터를 받을 수 있는 환경을 변경하면서 증폭률 실험을 하였다. 20개의 코릴레이터도 환경에 따라 변화하면서 그 결과를 얻었다. 결과적으로 증폭률은 2.8×10^4 정도로 증폭함을 알 수 있다. 잡음 레벨과 신호 레벨을 비교하면 레벨 차이도 검출 할 수 있었다.

그림 3-8은 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 42824 구조의 증폭률이다.

비교 대상인 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 42824 구조의 증폭률은 그림 3-8과 같은 결과를 얻었다. 20개의 코릴레이터도 환경에 따라 변화하면서 그 결과를 얻었다. 결과적으로 증폭률은 5×10^4 정도로 증폭함을 알 수 있다. 잡음 레벨과 신호 레벨을 비교하면 레벨 차이도 검출 할 수 있었다.

그림 3-9는 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 52625 구조의 증폭률이다.

비교 대상인 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 52625 구조의 증폭률은 그림 3-9와 같은 결과를 얻었다. 20개의 코릴레이터도 환경에 따라 변화하면서 그 결과를 얻었다. 결과적으로 증폭률은 4×10^4 정도로 증폭함을 알 수 있다. 잡음 레벨과 신호 레벨을 비교하면 레벨 차이도 검출 할 수 있었다.

그림 3-10은 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 62426 구조의 증폭률이다.

비교 대상인 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 62426 구조의 증폭률은 그림 3-10과 같은 결과를 얻었다. 결과적으로 증폭률은 3×10^4 이하로 증폭함을 알 수 있다. 잡음 레벨과 신호 레벨을 비교하면 레벨 차이도 검출 할 수 있었다. 기존 구조와 제안한 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조 그리고 다른 종류의 대칭/비대칭 구조의 증폭률 결과를 확인 할 수 있었다. 수신률을 높이기 위해서는 주변 환경의 변화에 따라 항법정보데이터의 신호 증폭률을 최대한 높여주고, 잡음 레벨을 낮춰 검출 확률을 높일 수 있어 이는 결과적으로 수신기의 성능과 직접적인 연관성을 가지고 있다.

그림 3-11은 제안하는 적응형 단순 비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조와 다른 비대칭/대칭 구조들 그리

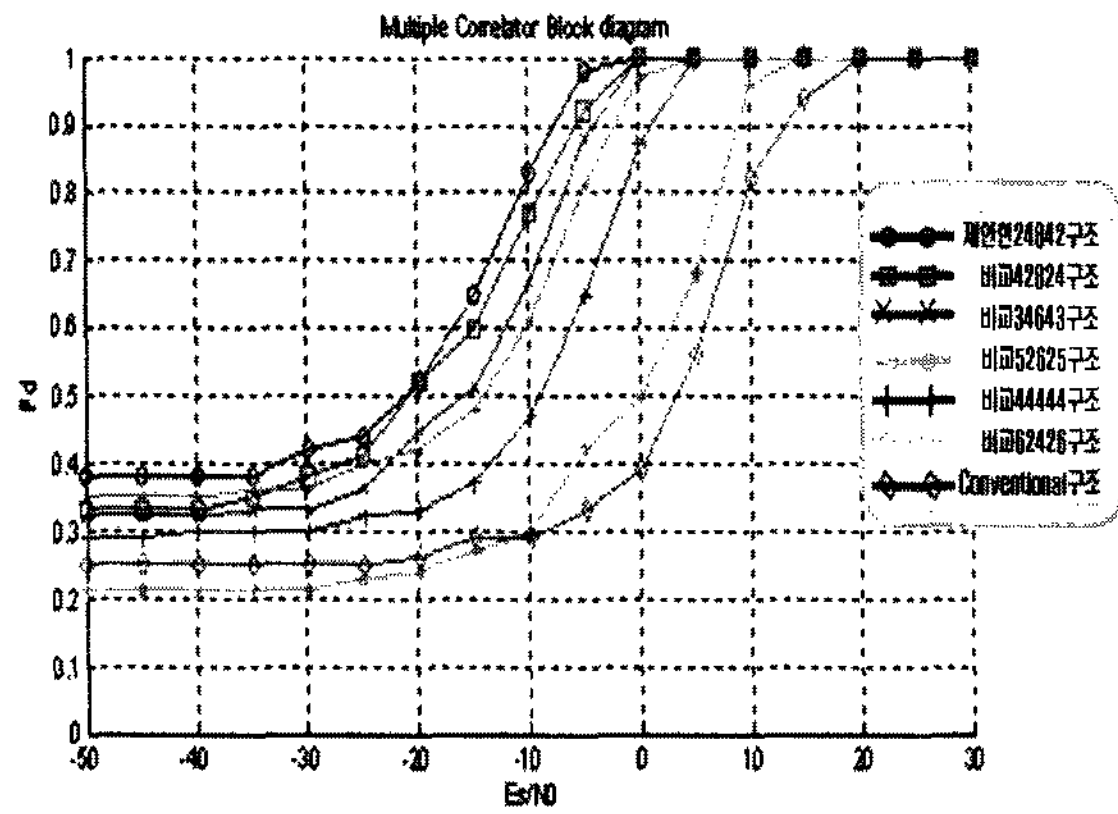


그림 3-11. 검출 확률 비교 분석표
Fig. 3-11. Probability detection compare analysis table.

고 기존 위성항법시스템 코릴레이터의 구조를 ES/N_0 에 따른 검출 확률로 비교하여 성능평가 하였다.

결과적으로 제안한 고정밀 측위 아키텍처와 제안한 고감도 측위 아키텍처를 통합하여 구성한 적응형 단순비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조의 성능을 나타낸 것이다. 앞에서 검증하였던 고정밀 측위 아키텍처의 모델을 적용하였고, 그에 대한 성능 향상을 확인할 수 있었으며, 고정밀 측위 아키텍처 모델을 적용한 적응형 단순비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조를 이용하여 수신율과 밀접한 관련이 있는 신호의 증폭률에 대한 성능을 검증하였고, 이 검증된 결과에 따른 최종 성능평가 목적인 검출 확률로 성능 평가를 하였다. 제안한 적응형 단순비대칭 다중 코릴레이터 24842와 다른 종류의 대칭/비대칭 코릴레이터 구조들 그리고 기존 구조를 비교 평가한 결과이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 기존 위성항법시스템이 가지고 있는 문제점인 단일 주파수 사용으로 해결할 수 없었던 전리층으로 인해 생기는 거리 오차 문제점과 갈릴레오와의 호환성 문제 그리고 현대화로 인해 도심이나 숲지역의 증가로 높은 빌딩이나 나무들에 의해 위성항법시스템을 이용한 위치 측위 불능 지역의 증가로 생기는 실외 음영지역의 증가와 이로 인해 위치 측위를 위한 동기 획득 지연 오차 문제점과 동기 추적 문제점을 해결할 수 있는 GNSS 기반의 고감도 측위 아키텍처와 고정밀 측위 아키텍처를 구성하는데 있어서 다음 방안을 제안하였다. 첫째, 기존에 사용되어지고 있는 GPS와 향후 사용되어질 갈릴레오의 항법데이터를 수신할 수 있는 미래지향적인

위성항법시스템의 수신기 모델인 GNSS RF 수신기를 제안하였다. 향후의 수신기 모델은 모두 GNSS 통합 수신기 모델로 바뀔 것으로 예측하는데, 그 이유로는 GPS가 현재 사용하고 있는 L1대역과 갈릴레오가 사용하게 될 대역인 E1대역, E5A대역 그리고 E5B대역을 함께 사용할 수 있는 다중 밴드의 주파수를 사용하여 전리층 오차를 제거할 수 있어, 거리 오차를 수 m 이내로 줄일 수 있다. 또한, 가시 영역내의 늘어난 위성항법시스템을 이용하여 측위에 적합한 위성항법시스템을 선택적으로 사용할 수 있어 더욱 거리 오차를 줄일 수 있다. 둘째, 위성항법시스템으로부터 송신되는 항법정보데이터를 검출하기 위해서는 C/A코드 동기가 필요한데, 정확하고 빠르게 수행하기 위해 GNSS 고정밀 측위 아키텍처를 제안하였다. 제안한 고정밀 측위 아키텍처를 사용하여 기존 상관기 아키텍처보다 정밀도면에서 2배 향상시키고, 잡음 성능 또한 2배 향상되는 결과를 얻었다. 이는 실시간을 요구하는 차량용 항법시스템의 동기 획득 지연 시간을 줄일 수 있게 되었고, 결과적으로 수신기의 성능을 향상시킬 수 있는 결과를 가져온다. 셋째, 현재 도심이나 숲 지역에서는 빌딩이나 나무들에 의한 장애물로 인해 지구전역의 실외 음영지역이 47%나 되는데 이러한 문제점을 해결하기 위해 GNSS 기반의 고감도 측위 아키텍처를 제안하였다. 장애물에 의한 실외음영지역 발생은 현대화로 인해 점점 늘어가는 추세이고, 이러한 음영지역이 많아질수록 자주 동기 추적이 끊어져 위치측위의 연속성을 보장할 수 없고, 위성항법시스템을 이용한 차량용 수신기의 사용 지역의 제한을 가져온다. 제안한 모델인 적응형 단순비대칭 다중 코릴레이터 24842 구조는 고정밀 측위 아키텍처를 적용한 구조로 이루어져 있고, 수신 증폭률 최대화할 수 있고, 잡음을 최소화하여 수신율을 최대한 향상시킬 수 있는 구조를 가지고 있다. 또한 주위 환경 변화에 따라 코릴레이터의 수를 제안하여 사용하게 할 수 있는 적응형 구조로 시스템의 동작에 따른 지연 시간을 주변 환경에 맞게 최소화 할 수 있게 구성하여 차량용 항법시스템에 적합한 구조를 가지고 있다. 제안한 아키텍처는 결과적으로, 동기 획득 지연 시간을 줄이고, 미약한 항법데이터의 검출률을 향상시켜 동기 추적의 연속성을 보장할 수 있게 되었다.

참 고 문 헌

[1] Elliott D. Kaplan, Understanding GPS : Principles and Applications, Artech House, 1996.

- [2] Bradford W. Parkinson, James J. Spiker Jr., et al., *Global Positioning System : Theory and Applications, Volume I and Volume II*, American Institute of Aeronautics and Astronautics. 1996.
- [3] Pratap Mitra, Per Enge, *Global Positioning System : Signals, Measurements and Performance*, Ganga-Jamuna Press, 2001.
- [4] James Bao-yen Tsui, *Fundamentals of Global System Receivers A Software Approach*, John Wiley & Sons, Inc. 2000.
- [5] Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Soren Holdt Jensen, *A Software-defined GPS and Galileo Receiver*, Birkhauser, 2000.
- [6] Ramjee Prasad, Marina Ruggieri, *Applied Satellite Navigation Using GPS, Galileo, and Augmentation Systems*, Artech House, 2005.
- [7] Ahmed El-Rabbany : *Introduction to GPS : The Global Positioning System*, second Edition, Artech House, 2006.
- [8] 최윤수, 허민, 서용철, *Global positioning System : 신 GPS 측량의 기초*, 대한측량협회, 2005.
- [9] 성경모, 정용일, 배상진, *GPS : Global Positioning System*, 한국과학기술정보연구원, 2003.
- [10] M. Joseph III, *software Radio Architecture : Object-Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering*, John Wiley & Sons, Inc. 2000.
- [11] M. Joseph III and Z. Zvonar, "Software Radio Technologies : Selected Readings", IEEE Press, 2001.
- [12] 김창환, "GPS 기술 동향", 전자부품연구원 전자정보센터, 2005
- [13] Bryan R. Townsend, D.J. Richard van Nee, "Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop", ION national technical meeting, Anaheim, California, January 18-20, 1995.
- [14] Jean_Marie Zogg, *GPS Basics : Introduction to the system Application overview*, u-blox ag, 2002.
- [15] Annex A, *Global Positioning System Standard Positioning Service Signal Specification*, 2nd Edition, June 2, 1995.
- [16] Bengt Boberg and Seve-Lennart Wirkander, "Integrating GPS and INS : Comparing the Kalman estimator and Particle Estimator", ICARCV'02, pp. 484-490, Dec 2002.
- [17] Walsh, D, P Shardlow et al, "Real Time Differential Positioning using GPS and GLONASS", DSNS'96.St. Petersburg, 1996.
- [18] 최일홍, "자기 상관 함수 기울기 변화를 이용한 다중 경로 오차 감쇄 기법, 충남대학교 박사학위 논문, 2003.
- [19] Paul Flament, "Galileo : A New Dimension in International Satellite Navigation", 46th International Symposium Electronics in Marine, ELMAR-2004, pp. 6-14, June 2004.
- [20] 주광혁, "갈릴레오 프로젝트의 개요 및 진행현황", 항공우주산업기술동향지 3권1호, pp. 79-85, 2005.
- [21] Michael S. Braasch, A. J. VAN Dierendonck, "GPS Receiver Architectures and Measurements", *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, No. 1, pp. 48-64, January 1999.
- [22] Ronald A. Iltis, Laurence B. Milstein, "Performance Analysis of Narrow-Band interference Rejection Techniques in DS Spread-Spectrum Systems", *IEEE transaction on communications*, vol. com-32, No. 11, pp. 1169-1177, November 1984.
- [23] W. Zhuang, J. M. Tranquilla, "Effects of multipath and antenna on GPS observables", *IEEE Proc-Radar, Sonar Navig.*, vol. 142, No.5, pp. 267-175, 1995.
- [24] Christopher J. comp, Penina Axelrad, "Adaptive SNR-Based Carrier Phase Multipath Mitigation Technique", *IEEE transaction on aerospace and electronic systems*, vol. 34, No.1, pp. 264-276, January 1998.
- [25] Jerome Soubielle, Inbar Fijalkow, Patrick Duvaut, Alain Bibaut, "GPS Positioning in a Multipath Environment", *IEEE transaction on signal processing*, vol. 50, No. 1, pp. 141-150, 2002.
- [26] Mark C. Laxton, Stewart L. DeVilbiss, "GPS Multipath Mitigation During Code Tracking", *proceeding of the American conference Albuquerque, New Mexico*, pp. 1429-1433, 1997.
- [27] Bishop G.J. et al, "Multipath effect on the determination of absolute ionospheric time delay" from GPS signals *Radio Science*, vol. 20, No. 3, 1985.
- [28] Ceva J. G., Parkinson B.W, "Multipath Interference in Orbiting Receivers Due to Earth Surface Reflection Sixth International Technical Meeting of The Satellite Division of The Institute of Navigation, Salt Lake City, 1993.
- [29] Manuel Hernandez-Pajares, et al, "Feasibility of Wide-area Subdecimeter Navigation With Galileo and Modernized GPS", *IEEE transaction on geoscience and remote sensing*, vol. 4, No. 9, pp. 2128-2131, Sep 2003.
- [30] Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces, ICD-GPS-200C, IRN-200C-005RI, Rev. C, E1 Segundo, CA : Arinc Research

Coporation, Jan 2003.

- [31] Gonzalo Seco-Granados, et al. " ML Estimator and Hybrid Beamformer for Multipath and Interference Mitigation in GNSS Receivers", IEEE t
- [32] R. Housley, D. Whiting, and N. Ferguson, "Counter with CBC-MAC (CCM)," submitted to NIST, June 20ansaction on signal processing, vol. 53, No. 3, pp. 1194-1208, 2005.
- [33] Frank Engel, Gernot Hiser, " An Open GNSS Receiver Platform Architecture" The 2004 International Symposium on GNSS/GPS, 2004.
- [34] Gerard Lachapelle, "GNSS Indoor Location Technologies", Journal of Global Positioning Systems, vol. 3, No. 1-2, pp. 2-11, 2004.

저 자 소 개

박 지 호(정회원)

대한전자공학회 논문지

제43권 TC편 제2호 참조

<주관심분야 : 이동통신, 무선네트워크, USN>

오 영 환(정회원)

대한전자공학회 논문지

제42권 TC편 제5호 참조.

<주관심분야 : 통신망>