



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

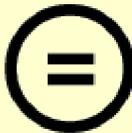
다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사학위논문

GPS 재밍 환경에서 배열 안테나를
이용한 GPS 수신기에 관한 연구

A Study on GPS Receiver using Array Antenna under
GPS Jamming Environment

2013년 8월

서울대학교 대학원

기계항공공학부

송 홍 기

공학석사학위논문

GPS 재밍 환경에서 배열 안테나를 이용한 GPS 수신기에 관한 연구

A Study on GPS Receiver using Array Antenna under
GPS Jamming Environment

2013년 8월

서울대학교 대학원

기계항공공학부

송 홍 기

GPS 재밍 환경에서 배열 안테나를 이용한 GPS 수신기에 관한 연구

A Study on GPS Receiver using Array Antenna under
GPS Jamming Environment

지도교수 기 창 돈

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함

2013 년 8 월

서울대학교 대학원

기계항공공학부

송 홍 기

송홍기의 공학석사 학위논문을 인준함

2013 년 6 월

위원장

김 유 안

부위원장

기 창 돈

위원

김 현 진



초 록

본 논문은 다중의 GPS 신호 환경에서 1개의 CW 재밍 신호가 배열 안테나를 이용한 GPS 수신기에 입사하였을 때 Beamforming/Nulling 알고리즘으로 C/N0를 유지하면서 재밍 신호의 도래 방향을 추정하고 배열 안테나 GPS 수신기에 효과적인 Beamforming/Nulling 알고리즘 선택에 관한 연구이다.

다중의 GPS 신호만 존재하는 환경에서 재밍 신호가 단일 안테나 GPS 수신기에 입사하면 C/N0의 값이 떨어지면서 GPS 수신기가 tracking 중인 신호를 잃게 되고 큰 사고가 발생할 수 있다. 본 논문에서는, 이를 개선하기 위하여 배열 안테나를 사용하는 GPS 수신기를 제안한다. 배열 안테나 GPS 수신기는 beamforming/nulling을 통하여 재밍 환경에서도 수신기가 tracking 중인 GPS 신호를 잃지 않도록 C/N0를 유지시켜주며 재밍 신호의 도래 방향의 추정이 가능하여 재머의 위치 추정이 가능해진다.

이러한 배열 안테나 GPS 수신기에서 beamforming/nulling과 재밍 신호의 위치 추정 가능성을 증명하기 위하여, 배열 안테나 GPS 수신기의 안테나 단과 상관기 후의 GPS 신호, 재밍 신호, 잡음의 세기를 계산하여 시뮬레이션 하였다. 이 때, 재밍 신호의 세기는 단일 안테나 GPS 수신기가 GPS 신호의 tracking lock을 잃는 재밍의 세기이다. conventional 빔형성과 MVDR 기법을 이용하였으며 두 기법 모두 beamforming/nulling과 재밍 신호의 위치 추정이 가능하였다.

두 기법 중에서 배열 안테나 GPS 수신기에 효과적인 기법을 선택하기 위해서 정확도와 C/N0 측면에서 비교, 분석하였다. 두 기법 모두 정확도는 비슷하나, MVDR 기법이 재밍 신호의 방향과 무관하게 C/N0를 유지하는데 효과적이었다.

본 논문의 내용은 배열 안테나 GPS 수신기 사용시 GPS 재밍 신호에 강건하게 해주며, 2개의 배열 안테나 수신기를 이용하였을 경우 재머의 위치 추정이 가능해지고 군 또는 항공이나 해양을 위협하는 재밍 활동에 대한 감시체계 구축시 유용하게 사용될 것으로 기대한다.

주요어 : Beamforming/Nulling, Jamming, Interference, DOA, Array Antenna, MVDR, Conventional Beamforming

학번 : 2011-22877

< 목 차 >

I. 서론	1
I.1 연구 동기 및 배경	1
I.2 연구 동향	3
I.3 연구 내용과 방법	4
I.4 연구 결과의 기여도	6
II. GPS	7
II.1 GPS 일반	7
II.2 GPS 신호	8
II.2.1 대역 확산(Spread Spectrum) 신호	8
II.2.2 GPS 신호 구조	12
II.2.3 GPS 신호 파워	15
II.2.4 수신기 잡음 세기 밀도(Noise Power Density)	17
II.2.5 반송파 대 잡음 밀도비(C/N0)	19
III. GPS 교란 신호	20
III.1 GPS 재밍 신호의 종류	20
III.1.1 협대역 재밍(Narrowband Jamming)	21
III.1.2 광대역 재밍(Broadband Jamming)	21
III.1.3 펄스 재밍(Pulsed Jamming)	22
III.1.4 주파수/진폭 변조 재밍(Frequency/Amplitude Modulation)	22
III.2 비의도적 교란 신호의 종류	23
III.3 GPS 신호의 Tracking Lock을 잃는 재밍 세기	25
IV. 배열 안테나 알고리즘	29
IV.1 수신 신호 모델링	29
IV.2 배열 안테나 모델링	34
IV.2.1 등간격 선형 배열 안테나	35
IV.2.2 등간격 원형 배열 안테나	36
IV.3 협대역 신호 입사각 추정 알고리즘	37

IV.3.1 빔형성 기법 개요	38
IV.3.2 Conventional 빔형성 기법(Bartlett Method)	40
IV.3.3 MVDR 기법	42
IV.4 GPS 제밍 환경하 적용 알고리즘	43
V. 시뮬레이션 결과	45
V.1 시뮬레이션 환경	45
V.1.1 수신기 Block Diagram	45
V.1.2 시뮬레이션 설정	46
V.2 Beamforming/Nulling 시뮬레이션 결과	47
V.2.1 Conventional 빔형성 기법(Bartlett Method) 결과	47
V.2.2 MVDR 기법 결과	52
V.2.3 Conventional 빔형성 및 MVDR 기법 비교·분석	58
V.2.3.1 정확도	58
V.2.3.2 반송파 대 잡음 밀도비(C/N0)	64
VI. 결론 및 향후 과제	66
VII. 참고문헌	68

<그림 목차>

그림 1. GPS 수신기에 대한 재밍의 영향	2
그림 2-1. GPS Constellation	7
그림 2-2. 간략화된 대역 확산 시스템	9
그림 2-3. GPS 신호 파워 스펙트럼 밀도	13
그림 2-4. GPS L1 신호 파형	14
그림 2-5. GPS L1 신호의 phasor 다이어그램	14
그림 2-6. GPS 위성 양각에 따라 수신된 GPS 신호의 세기	17
그림 2-7. 저잡음 증폭기(LNA) 배치	17
그림 3-1. CW 재밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼	21
그림 3-2. 광대역 재밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼	22
그림 3-3. FM & AM 재밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼	23
그림 3-4. 단일 안테나 GPS 수신기의 Block Diagram	25
그림 3-5. 단일 안테나 GPS 수신기 내 신호 세기	27
그림 4-1. 입사하는 GPS 신호 모델링 개념도	30
그림 4-2. 등간격 선형 배열 안테나	35
그림 4-3. 등간격 원형 배열 안테나	36
그림 4-4. 일반적인 빔형성기 구조	38
그림 4-5. 빔형성에 의한 출력의 세기 스펙트럼	39
그림 4-6. 빔형성에 의한 배열 안테나 이득	40
그림 4-7. 각각 1개의 GPS/재밍 신호 처리 위한 수신기 Block Diagram	43
그림 4-8. 실제 GPS 재밍 환경하 신호 처리 위한 수신기 Block Diagram	44
그림 5-1. 수신기 Block Diagram 내 시뮬레이션 구현 부분	45
그림 5-2. Bartlett Method 적용 결과(재밍 없음)	48
그림 5-3. Bartlett Method 적용 결과(재밍 존재)	48
그림 5-4. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 30°)	49
그림 5-5. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 80°)	50
그림 5-6. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 110°)	50
그림 5-7. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 160°)	50
그림 5-8. Bartlett Method를 적용한 출력의 세기(3D)	51
그림 5-9. Bartlett Method를 적용한 안테나의 이득(3D)	52

그림 5-10. MVDR 기법 적용 결과(재밍 없음)	53
그림 5-11. MVDR 기법 적용 결과(재밍 존재)	53
그림 5-12. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 50°)	54
그림 5-13. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 80°)	54
그림 5-14. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 110°)	55
그림 5-15. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 140°)	55
그림 5-16. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(2D, 재밍 신호의 방향 변경)	56
그림 5-17. MVDR 기법을 적용한 출력의 세기(3D)	56
그림 5-18. MVDR 기법을 적용한 안테나의 이득(3D)	57
그림 5-19. RMS 오차(2D)	58
그림 5-20. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 5°)	59
그림 5-21. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 15°)	60
그림 5-22. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 25°)	60
그림 5-23. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 35°)	61
그림 5-24. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 45°)	61
그림 5-25. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 55°)	62
그림 5-26. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 65°)	62
그림 5-27. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 75°)	63
그림 5-28. RMS 오차(재밍 신호의 도래 고각 : 85°)	63

<표 목차>

표 2-1. RHCP 0 dBIC 안테나에 수신된 신호의 최소 세기	15
표 2-2. 수신기에서 수신된 GPS 신호의 세기 정의 조건	16
표 3-1. GPS 수신기에 대한 비의도적 교란 요인	24
표 3-2. integration time에 따른 GPS 신호를 잃는 JSR과 재밍의 세기	28
표 5-1. 수신기 안테나 단과 상관기 후 부분의 각 신호의 세기	46
표 5-2. 시뮬레이션 조건 설정	47
표 5-3. 재밍 신호 방향에 따른 C/N0 계산 결과	65

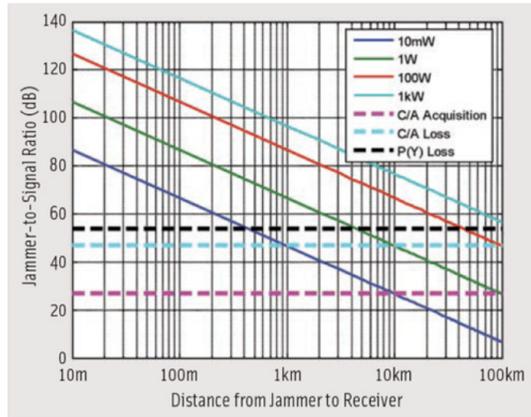
I. 서론

I.1 연구 동기 및 배경

GPS(Global Positioning System)는 1973년 미국 국방부의 NAVSTAR 프로그램으로 개발이 시작되었으며[1] 2000년 고의 잡음(Selective Availability)이 제거된 이후로 항공, 해양, 자동차, 스마트폰 등 우리 생활의 여러 분야에 걸쳐 폭넓게 활용되고 있다.[2] 하지만, GPS가 여러 분야에 폭넓게 활용되는 반면에 개인의 이익 또는 다른 국가의 안전을 위협하기 위하여 악의적으로 GPS를 교란시키는 사례가 국내.외에 발생하고 있다. 국외의 경우 가장 잘 알려진 GPS 재밍 사례로 2009년 미국의 트럭 운전사가 New Jersey Turnpike 도로에서 자신의 사장이 자기 위치를 파악하는 것이 싫다는 이유로 PPD(Personal Privacy Device)를 작동시켜 Newark Liberty International Airport의 항법장비가 정상적으로 작동을 하지 못했다.[3] 국내의 경우에는 북한에 의한 GPS 재밍 사례가 발생하고 있다. 가장 최근 사례로 2012년 4월 28일부터 5월 13일까지 개성 지역에서 GPS 재밍 신호를 방송하였으며 지상과 해상 60Km, 공중 약 200Km에 영향을 쫘고 인근을 지나던 16개국의 항공기가 운항에 지장을 받았다.[4]

위의 사례에서 보듯이 GPS는 재밍에 대한 취약점을 가지고 있다. GPS가 재밍에 취약한 여러 가지 원인 중 가장 큰 원인으로 GPS 신호가 사용자의 수신기에 도달할 때의 power이다. GPS의 운용 고도는 20,200Km로써 GPS 위성에서 신호를 방송할 때 power가 26.8 dBW 이고 사용자에게 수신될 때까지 거리에 의해 감쇠되는 GPS의 신호는

184.4 dB이며 안테나 이득을 전부 고려했을 때 수신되는 GPS 신호의 power는 -160 dBW이다.[1][5] 간단하게 비유를 하면 100 W의 백열 전구가 GPS 수신기에 수신되는 GPS 신호의 power 보다 10^{18} 배만큼 강하며 10^{-12} 의 power로 GPS 재밍이 가능하다.[6]



[7]

그림 1. GPS 수신기에 대한 재머의 영향

두 번째 원인으로 인터넷의 발전이다. 인터넷을 통하여 PPD(Personal Privacy Device)를 쉽게 구입할 수 있으며, 재머를 만드는 방법을 쉽게 찾을 수 있어서 전기 회로에 대한 이해가 가능한 사람인 경우 제작이 가능하다.

이러한 GPS 재밍에 대한 영향을 완화하기 위하여 다양한 연구가 진행되고 있다. GPS 안테나와 수신기 개선과 관련하여 단일 안테나 대신 배열 안테나를 이용하여 Beamforming/Nulling을 함으로써 C/N0 (Carrier to Noise density Ratio)를 높게 유지하거나, 수신기 내 재밍 신호를 완화할 수 있는 여러 종류의 filter를 구현하거나, GPS/INS 결합 등이 있으며 위성 신호 개선과 관련하여 Spot Beam을 이용한 신호 강도 증대, M-Code 도입 등이 있다. 또한, 배열 안테나를 이용하여 재머의 위치 식별을 위한 재밍 신호의 DOA (Direction of

Arrival) 추정이 있다.

본 논문에서는 GPS 재밍에 대응하기 위한 방법 중에서 GPS 신호의 강도를 증대시키는 Beamforming/Nulling과 재머 위치 식별을 위한 재밍 신호의 도래방향 추정을 중점으로 단일 안테나 수신기가 아닌 배열 안테나를 이용하는 수신기에 대하여 연구하였다. 즉, 실제 GPS 환경(다중 GPS L1 C/A 코드 신호)에서 1개의 CW(Continuous Wave) 재밍 신호가 수신될 때 수신기가 재밍 신호에 강건하게 GPS 신호를 지속 Tracking 할 수 있도록 GPS 신호의 C/N0를 유지하면서 재머의 위치를 식별하고 제거하기 위하여 재밍 신호의 도래 방향을 추정하였고 배열 안테나 수신기에 효과적인 beamforming/nulling 기법을 선택하기 위하여 정확도와 C/N0를 분석하였다.

I.2 연구 동향

앞서 기술한 바와 같이 최근 국내.외 GPS 재밍 사례가 빈번히 발생함에 따라 GPS 재밍에 대한 영향을 완화시키기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.

그 중에 Beamforming/Nulling 알고리즘과 입사하는 신호의 도래 방향을 찾는 알고리즘은 신호 처리 분야에서 많은 연구가 진행되었고 Radar, Sonar, Imaging, Communications 등에서 활용되고 있다. [8][23] 이러한 알고리즘을 이용하여 실제 GPS 재밍 환경에서 GPS 신호 방향에 대하여 Beamforming을 하고 재밍 신호의 방향에 대한 Nulling과 재머의 위치를 추정하기 위한 재밍 신호의 도래방향 추정에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다.

한국 항공우주연구원에서는 TDOA(Time Difference Of Arrival)

기법을 이용하여 고정된 광대역 재머 및 이동하는 재머에 대한 위치 추정을 연구 중이며,[9][10] 전자통신연구원에서는 Interferometer를 이용하여 GPS 재밍 신호의 도래각 추정에 대한 연구를 하고 있다.[11] 또한, 국내의 여러 대학교에서도 GPS 재밍 신호의 도래각 탐지를 위하여 MUSIC (Multiple Signal Classification), ESPRIT(Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique), MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) 등의 알고리즘을 이용한 연구가 진행되고 있다.

미국, 호주 등 국외의 대학교와 연구소에서도 재밍 환경 하에서 GPS 신호의 C/N0를 증대시키고 GPS 재머의 위치를 추정하기 위한 연구가 진행되고 있다. Interferometer를 이용한 재머 위치 추정에 관한 연구[12]와 항공기에 GPS 재밍 신호의 위치를 추정할 수 있는 pod를 장착하여 재머의 위치를 추정하는 연구가 진행되고 있다.[13] 또한, Beamforming/Nulling 알고리즘 중 하나인 MVDR을 이용하여 GPS 신호의 C/N0를 증대시키거나,[14] DOA와 TDOA 기법을 조합하여 GPS 재밍 신호의 도래각을 추정하는 연구도 진행되고 있다.[15][16]

I.3 연구 내용과 방법

본 논문의 핵심적인 내용은 GPS 수신기가 GPS L1 C/A Code 신호의 Tracking Lock을 잃는 세기를 가진 CW 재밍 환경 하에서 Beamforming/Nulling 알고리즘이 재밍 신호에 강건하게 GPS 신호의 C/N0를 유지하면서 CW 재밍 신호의 도래 방향을 정확하게 추정할 수 있는 지에 관한 연구이다.

단일 안테나의 GPS 수신기가 GPS L1 C/A Code 신호의 Tracking을 잃는 SNR은 3 dB 이하인 경우이다. 하지만, 수신기의 안테나 단에서

SNR을 계산할 수 없으므로 신호의 SNR과 C/N0의 관계와 GPS 신호의 Carrier power density, 상관기와 integration 후의 SNR을 이용하여 수신기 안테나 단에서의 CW 재밍 신호 세기를 계산하였다.

배열 안테나를 사용하여 입사하는 신호의 도래 방향을 추정할 때 안테나의 배치에 따라 공간상의 ambiguity가 달라지기 때문에 안테나의 배치가 가장 중요하다. 안테나 배치는 방위각을 추정할 때에는 등간격 선형 배열 안테나(Uniform Linear Array Antenna)를 사용하였고 방위각과 고각을 한꺼번에 추정할 때에는 등간격 원형 배열 안테나(Uniform Circular Array Antenna)를 사용하여 수신되는 신호를 모델링 하였다.

도래각을 추정할 때 사용된 Beamforming/Nulling 알고리즘으로 도래하는 신호의 방향에 대하여 출력의 세기를 최대화하는 Conventional Beamforming과 원하는 신호의 방향에 대하여 일정한 Gain을 유지하면서 원하지 않는 신호의 방향에 대하여 Nulling을 하는 MVDR 알고리즘을 사용하였으며 도래각에 따른 출력의 세기를 기준으로 GPS 재밍 신호의 도래 방향을 추정하였고 안테나 Gain을 이용하여 C/N0의 변화를 계산하였다.

마지막으로 시뮬레이션은 GPS 수신기의 안테나 단과 상관기 후 부분에서 Carrier에 GPS L1 C/A Code 신호의 세기만 구현하여 실제 GPS 수신기 내부 각 부분에서의 세기와 유사하게 진행하였으며 이 논문에서 사용하고 있는 Beamforming/Nulling 알고리즘의 경우 1개의 신호에 대한 Beamforming만 가능하므로 다중 GPS 신호 환경에 적용하기 위하여 입사하는 GPS 신호의 수만큼 채널을 만들어 Beamforming/Nulling을 수행하였고 추정된 방향의 정확도와 C/N0를 근거로 실제 GPS 환경에 적용시 효과적인 알고리즘을 판단하였다.

I.4 연구 결과의 기여도

본 논문에서는 GPS 수신기가 GPS 신호의 추적을 잃는 Power를 구하기 위해 GPS 신호와 GPS 교란 신호에 대한 일반적인 사항들을 알아보고 배열 안테나 알고리즘을 모델링 하기 위해 배열 안테나에 수신되는 신호와 배열 안테나의 모델링, 협대역 신호에 대한 입사각 추정 알고리즘에 대하여 알아보며 마지막으로 위의 사항들을 바탕으로 시뮬레이션 실행 결과를 분석하였다.

본 논문의 연구에서는 실제 GPS 재밍 환경 하에서 재밍 신호의 도래 방향을 추정하면서 GPS 신호를 잃지 않고 지속 Tracking이 가능한 배열 안테나를 이용한 수신기에 대하여 연구하였고 효과적인 알고리즘 선택을 위하여 정확도와 C/N0를 바탕으로 성능을 분석하였다.

본 논문의 연구 결과 GPS 신호 방향에 대한 Beamforming으로 GPS 신호의 C/N0를 강화하고 Nulling으로 재밍 신호의 세기를 완화함으로써 재밍에 대한 강건성을 보유함과 동시에 GPS CW 재밍 신호의 도래 방향을 추정함으로써 배열 안테나를 가진 2개 이상의 수신기를 사용하였을 경우 GPS 재머의 위치 추정이 가능해진다. 또한, 재밍의 근본적인 원인인 재머의 위치가 추정되어 근본적인 발생 원인에 대한 제거가 가능해진다. 이러한 특성을 이용하여 군 또는 항공이나 해양을 위협하는 재밍 활동에 대한 감시체계 구축시 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

II. GPS

II.1 GPS 일반

GPS(Global Positioning System)는 1960년대 초반에 3차원 위치를 결정하기 위한 위성 시스템에 대한 개념 연구가 시작된 이후 1973년 미 국방부의 NAVSTAR 프로그램으로 개발이 시작되었다. 1983년 대한항공 KAL기가 피격된 이후 레이건 대통령의 지시로 GPS가 민간에 개방되었으며 1995년 미국이 GPS의 구축 완료를 선언하였고 2000년에 고의 잡음(SA, Selective Availability)을 해제하였다.

현재, 고도 20,200 Km에서 32개의 GPS 위성이 경사각 55° 의 6개 원 궤도면을 12시간 주기로 돌고 있으며 지구상의 어떠한 위치에서도 모든 시간에 최소 4개의 위성이 보이도록 설계되었다.

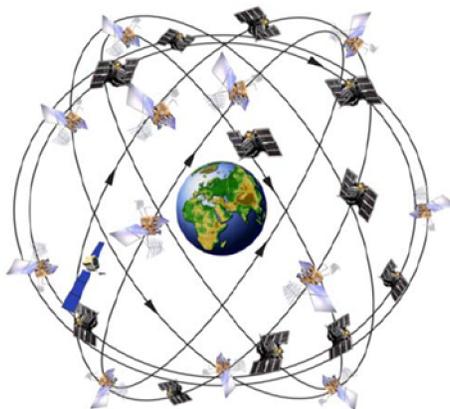


그림 2-1. GPS Constellation

현재 4개 타입(Block-II A/II R/II R-M/II F)의 GPS 위성이 운영 중에 있으며 지속적인 현대화로 민간용 신호 추가 및 성능 향상 뿐만 아니라 군사적 목적을 위한 기능(M-Code, Spot Beam) 강화도 병행하여 추진되고 있고 2008년 3월 한국에 Monitor Station이 추가되었다.[17]

GPS는 크게 우주 부분(Space Segment), 관제 부분(Control Segment), 사용자 부분(User Segment)으로 구분할 수 있으며, GPS 위성으로부터 사용자가 신호를 받아 위치를 결정하는데 이용한다. GPS 신호를 이용하여 위치를 결정하는 종류에는 크게 세 가지가 있으며 단일 위성항법 시스템(Stand-alone GPS), 보정 위성 항법 시스템(DGPS, Differential GPS), 반송파 보정 위성항법 시스템(CDGPS, Carrier phase Differential GPS)으로 구분한다.

II.2 GPS 신호

GPS 신호는 사용자가 GPS 신호를 이용하여 자신의 위치와 속도 등을 계산할 수 있도록 위성 위치, 시각 정보 등을 포함하고 있어야 한다. 즉, GPS 신호에 데이터가 변조되어 있어서 사용자가 수신 후 복조하여 활용할 수 있어야 한다. 또한, GPS 신호 종류에 따라 같은 주파수 밴드를 사용하기 때문에 다중 변조가 가능하여야 한다. 이번 장에서는 이러한 기능을 가지는 GPS 신호의 특성에 대하여 설명한다.

II.2.1 대역 확산(Spread Spectrum) 신호

대역 확산(Spread Spectrum) 신호의 형태에는 직접-시퀀스 대역

확산(DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum), 주파수 도약 대역 확산(FHSS, Frequency Hop Spread Spectrum), 두 개(DSSS와 FHSS)의 대역 확산을 결합한 형태가 있다. 이 중에서 GPS 신호는 정확한 시각 동기를 가능하게 하고 반송파를 정확하게 복구할 수 있는 DSSS 방법을 사용하고 있다.

DSSS 대역 확산은 대역폭이 B_d 인 데이터 신호 $D(t)$ 를 사인 형태의 반송파와 변조하여 $d(t)$ 로 만든 후 B_s ($B_s \gg B_d$)의 대역폭을 갖는 신호로 바꾸는 것이다. 확산된 대역폭은 데이터가 변조된 반송파와 광대역-확산(wide bandwidth-spreading) 파형 $s(t)$ 의 곱으로 이루어진다. 간략화된 대역 확산 시스템은 다음 그림과 같다.

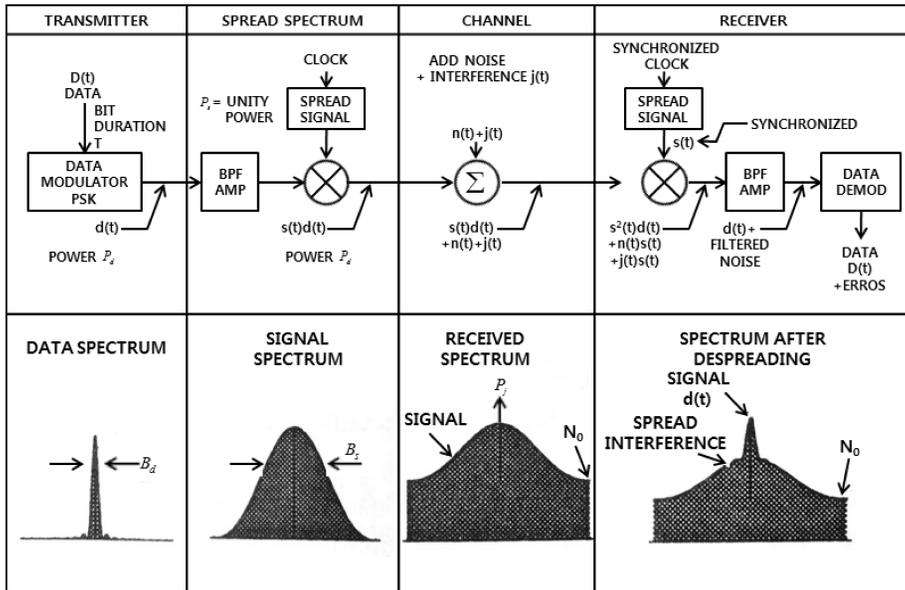


그림 2-2. 간략화된 대역 확산 시스템

위의 그림은 왼쪽부터 송신기 내 고전적인(Conventional) biphase 변조, 대역 확산 신호 생성, 노이즈와 간섭 신호 생성, 수신기 내 대역 확산 신호 처리 과정이다. 대역 확산 신호를 만드는 첫 번째 과정으로

이진 데이터 비트열 $D(t)$ ($D = \pm 1$)와 클럭주파수 f_d 를 P_d 세기의 반송파에 변조하면 다음과 같은 협대역 신호가 형성된다.

$$d(t) = D(t)\sqrt{2P_d}\cos\omega_0t \quad (2.1)$$

대역폭 B_d 의 협대역 신호는 이진의 의사랜덤(pseudorandom) 신호 $s(t)$ ($s(t) = \pm 1$)에 의해서 대역폭이 확산되며 데이터 비트 생성률을 크게 초과하는 클럭주파수 f_c 를 갖는다. ($f_c \gg f_d$) 랜덤 데이터 (random data), 확산 코드, 데이터 $D(t)$, 확산 파형 $s(t)$ 는 그림 2-2와 같이 다음 식과 같은 파워 스펙트럼 밀도(power spectral density)를 갖는다.

$$G_d(f) = \frac{1}{f_d} [(\sin \pi f/f_d)/(\pi f_d)]^2 \quad (2.2)$$

$$G_s(f) = \frac{1}{f_c} [(\sin \pi f/f_c)/(\pi f/f_c)]^2 \quad (2.3)$$

데이터와 클럭 이행(transition) 시점이 동기화 되어있기 때문에 대역 확산을 위하여 곱해진 $D(t)s(t)$ 는 $s(t)$ 의 스펙트럼과 동일한 스펙트럼을 가지며 이 때의 대역 확산된 신호는 다음과 같다.

$$s_0(t) = s(t)d(t) = s(t)D(t)\sqrt{2P_d}\cos\omega_0t \quad (2.4)$$

위 식의 확산 신호 $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n p(t - nT_c) \quad (2.5)$$

$p(t)$ 는 구간이 $\{0, T_c = 1/f_c\}$ 인 단위 구형펄스이고 S_n 은 랜덤(random) 또는 의사랜덤(pseudorandom) 열(sequence)이고 ± 1 을 갖는다. 일반적으로 $p(t)$ 는 필터된 펄스를 표현한다.

그림 2-2에서와 같이 DSSS 신호는 channel을 통과하면서 N_0 의 파워 스펙트럼 밀도(power spectral density)를 갖는 additive white noise $n(t)$ 와 P_j 의 세기를 가지는 순수한 톤 재밍(tone interference) 신호 $j(t)$ 가 추가되어 수신기에 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = s(t)d(t) + n(t) + j(t) \quad (2.6)$$

위의 신호가 수신기에 수신된 후 동일한 형태이고 정확하게 시각이 동기되어 복제된 확산 신호 $s(t)$ 를 생성한 후 잡음이 섞인 수신 신호와 상관(correlation)하며 데이터를 획득할 때 필요한 신호 $d(t)s(t)$ 는 $d(t)s^2(t)$ 가 되며 $s^2(t) = 1$ 이기 때문에 $d(t)$ 가 된다. 즉, 대역 확산된 신호를 원래의 데이터만 변조된 협대역 신호로 변화시켜 준다. 이때의 잡음 스펙트럼 밀도(noise spectral density)는 N_0 이며 협대역 재밍 신호 $j(t)$ 는 송신기에서 협대역 신호 $d(t)$ 가 확산되는 것과 같은 방식으로 대역폭 B_s 를 가지는 $s(t)$ 와 같이 확산되어 있다. 이 곱셈기를 거쳐 밴드패스 필터(bandpass filter)를 통과한 협대역 신호 $d(t)$ 는 상대적으로 왜곡되지 않으나, 잡음과 재밍 신호는 밴드패스 필터(bandpass filter)에 의해 잡음과 재밍 신호 세기의 일부분인 N_0B_d 와 $P_j(B_d/B_s)$ 만 통과하게 된다.

재밍 세기가 클럭 생성률(clock rates) f_c/f_d 에 의해 줄어들기 때문에 고정된 세기의 톤 재밍에 대한 대응 성능은 개선된다. 의사랜덤 칩 생성률(pseudorandom chip rate) f_c 대 데이터 비트 생성률(data bit rate) f_d 의 비(f_c/f_d)를 대역 확산 시스템의 확산 이득(processing gain)이라고 하고 밴드패스 필터를 통과하는 재밍 신호의 세기를

결정하는 중요한 인자이다.[1][18]

II.2.2 GPS 신호 구조

GPS 신호는 한 개의 주파수 반송파에 민간용인 C/A 코드와 정확성이 향상된 P 코드를 변조한 두 개의 대역 확산 신호를 가진다. 또한, 여러 GPS 위성의 신호는 같은 주파수 대역을 사용하고 있다. GPS는 한 개의 주파수 반송파의 동상(in-phase)과 직교(Quadrature)를 이용하여 C/A 코드와 P 코드를 변조하며 다른 GPS 위성으로부터의 신호를 구분하기 위하여 각각의 GPS 위성 신호의 상호 상관(cross correlation) 특성을 이용한 코드분할 다중접속(CDMA, Code Division Multiple Access)을 사용한다.

GPS 신호는 중심주파수가 1575.42 MHz인 L_1 (Link 1)과 1227.6 MHz인 L_2 (Link 2) 두 개로 구성되어 있다. L_1 과 L_2 신호의 중심 주파수는 10.23 MHz의 클럭(clock)에 동기화되어 있으며 다음과 같은 관계를 가진다.

$$L_1 = 1575.42 \text{ MHz} = 154 \times 10.23 \text{ MHz} \quad (2.7)$$

$$L_2 = 1227.6 \text{ MHz} = 120 \times 10.23 \text{ MHz} \quad (2.8)$$

L_1 , L_2 주파수는 347.82 MHz 만큼 분리되어 있어서 L_1 , L_2 주파수를 동시에 이용할 때 전리층 지연(ionospheric delay)에 대한 정확한 추정이 가능해진다.

GPS 시스템에서는 상대성 효과(relativistic effects)를 무시하지 않으며 이를 보상하기 위하여 클럭 주파수인 10.23 MHz 보다 약간 낮은 클럭 주파수가 설정된다. 이 때의 클럭 주파수는 10,229,999.995453 Hz 이고 신호가 GPS 위성으로부터 지구에 도달할 때 상대성 효과

때문에 주파수가 약간 증가하게 되며 클럭 주파수가 10.23 MHz와 비슷해진다. 그러나 GPS 위성과 수신기 사이의 상대적인 운동 효과에 의하여 도플러(Doppler) 효과가 발생하며 도플러 효과에 따라 수신시 주파수가 ± 5 KHz 범위 내에서 변화한다.

L_1 신호는 10.23 MHz의 클럭주파수로 변조되는 P 코드와 1.023 MHz로 변조되는 C/A 코드가 있다. L_1, L_2 의 신호 스펙트럼은 다음과 같다.

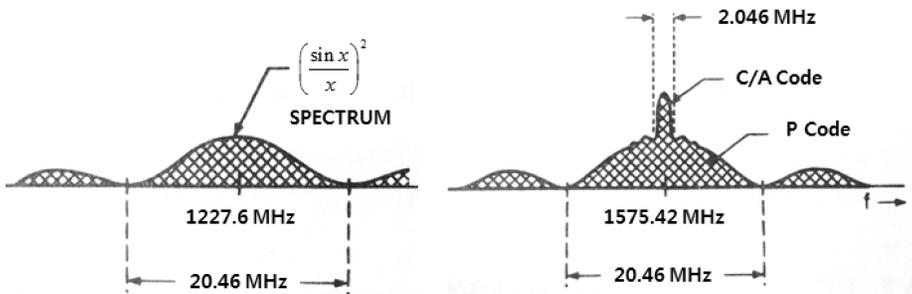


그림 2-3. GPS 신호 파워 스펙트럼 밀도

L_1 C/A 코드의 peak 파워 스펙트럼 밀도(power spectral density)는 P 코드 보다 3 dB 정도 높고 1/10 칩 생성률과 대역폭으로 약 13 dB 정도 높다. GPS는 주파수 반송파의 동상(in phase) 부분에 민간용 C/A 코드를 변조하며 동상(in-phase)을 90° 회전한 직교(quadrature) 부분에 P 코드를 변조하여 C/A 코드와 P 코드의 세기가 다르더라도 L_1 신호는 항상 동일한 세기의 포락선(envelope)을 가지며 데이터 변조는 C/A 코드와 P 코드 간에 독립적으로 수행된다. L_1 신호의 동상(in-phase) 및 직교(quadrature) 파형과 phasor 다이어그램은 다음과 같다.

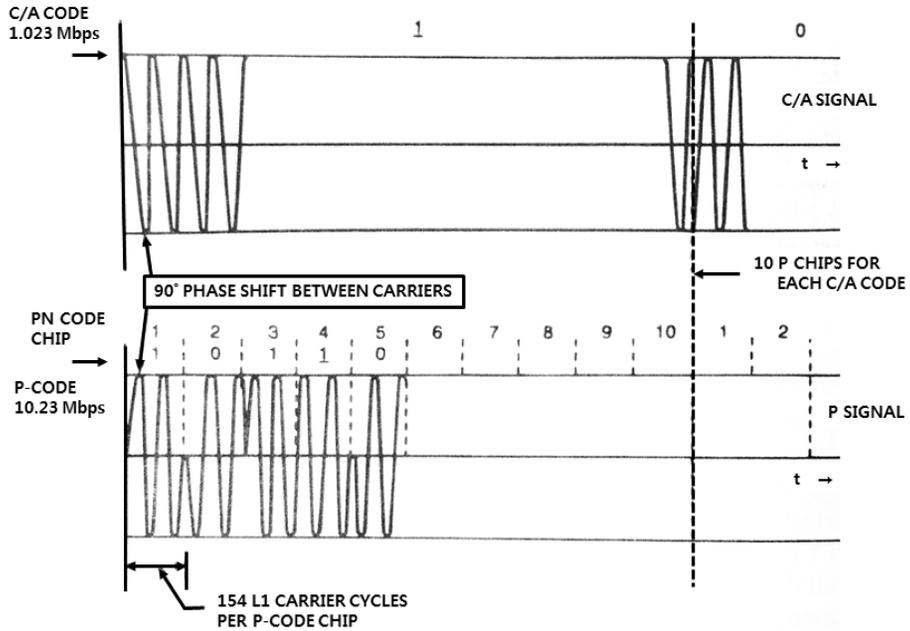
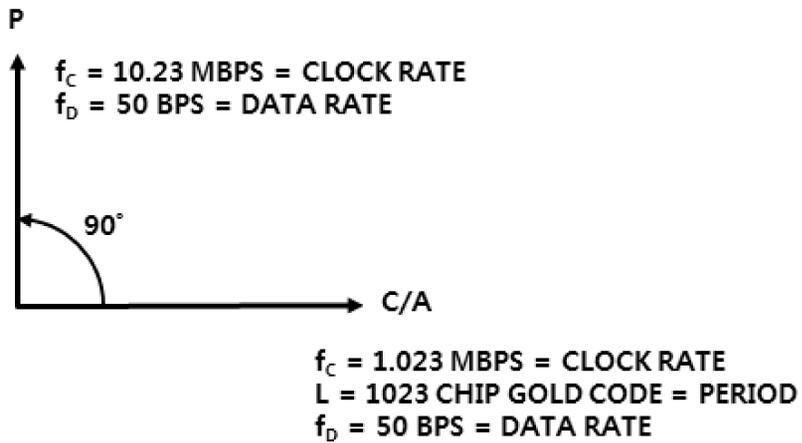


그림 2-4. GPS L1 신호 파형



P SIGNAL = LONG CODE WITH 50 BPS DATA = P
C/A SIGNAL = 1023 CHIP GOLD CODE WITH 50 BPS DATA = C

그림 2-5. GPS L1 신호의 phasor 다이어그램

i번째 위성에 의해 수신기에 입력되는 신호는 그림 2-5와 같으며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{L_i} = \sqrt{2P_{C/A}} C_i(t) D_i(t) \cos(\omega_1 t + \phi) + \sqrt{2P_P} P_i(t) D_i(t) \sin(\omega_1 t + \phi) \quad (2.9)$$

위 식에서 ω_1 은 L_1 주파수이며, ϕ 는 작은 위상 잡음과 발진기 (oscillator) drift 성분을 표현한다. $P_{C/A}$ 와 P_P 는 C/A 코드와 P 코드의 세기를 나타낸다. P 코드의 $P_i(t)$ 는 10.23 Mbps의 클럭 발생율을 가지며 ± 1 의 의사랜덤(psudorandom) squence로 1주일의 주기를 갖는다. C/A 코드의 $C_i(t)$ 는 1,023 bit 주기의 고유한 Gold Code를 가지고 1.023 Mbps의 클럭 발생율을 가지며 1밀리초의 주기를 갖는다. 항법 데이터 $D_i(t)$ 는 50 bps로 진폭이 ± 1 이며 1개의 subframe을 전송하기 위하여 6초가 소요되며 1개의 frame을 전송하기 위하여 30초가 소요된다.[1][18]

II.2.3 GPS 신호 파워

0 dBIC 안테나의 사용자 수신기에서 GPS 위성의 양각이 5° 이상 일 때 수신된 GPS 신호의 최소 세기는 다음의 표와 같다.

Link	수신된 GPS 신호의 최소 세기		예상 최대 세기 (대기 손실 : 0.6 dB 이하)	
	P	C/A	P	C/A
L_1	-163 dBW	-160 dBW	-155 dBW	-153 dBW
L_2	-166 dBW	-	-158 dBW	-

표 2-1. RHCP 0dBIC 안테나에 수신된 GPS 신호의 최소 세기

보통의 환경에서 수신기의 열잡음은 신호의 스펙트럼 밀도(spectral

density)를 초과하며, 신호는 스펙트럼 분석기(spectrum analyzer)에서 눈으로 볼 수 없다. 연속적인 $[(\sin \pi f / f_c) / \pi f / f_c]^2$ 의 spectrum을 가지는 의사잡음(pseudonoise) 신호의 최대 파워 스펙트럼 밀도(power spectral density)는 P_s / f_c 이다. 따라서 P_s 가 -160 dBW 일 때, 최대 파워 밀도는 -160 dBW - 60.1 dB이므로 -220.1 dBW/Hz가 된다. 사용자 안테나가 위성에 대하여 다양한 지향 방향이 있으므로 수신기에서 위성의 세기는 다음의 조건을 기준으로 정의할 수 있다.

조 건
<ul style="list-style-type: none"> ○ 3 dBIC의 이득을 가지는 선형 편파 수신 안테나에서 측정 ○ 전송거리에 의한 세기 손실은 184.4 dB ○ 대기를 통과할 때 세기 손실은 2 dB ○ 편파 불일치에 의한 손실은 3.4 dB ○ 수신된 신호의 세기는 20 MHz 주파수 내에서 측정 ○ GPS 위성의 자세에 의한 오차는 0.5° ○ GPS 위성의 양각은 5° 이상

표 2-2. 수신기에서 수신된 GPS 신호의 세기 정의 조건

위의 조건일 때 고도에 대한 수신된 신호의 최소 세기는 그림 2-6과 같다. 수신된 신호 세기의 peak은 양각이 40° 일 때이며 L_1 C/A 코드의 경우 -160 dBW 보다 2 dB 정도 위인 -158 dBW 이다.[1][5]

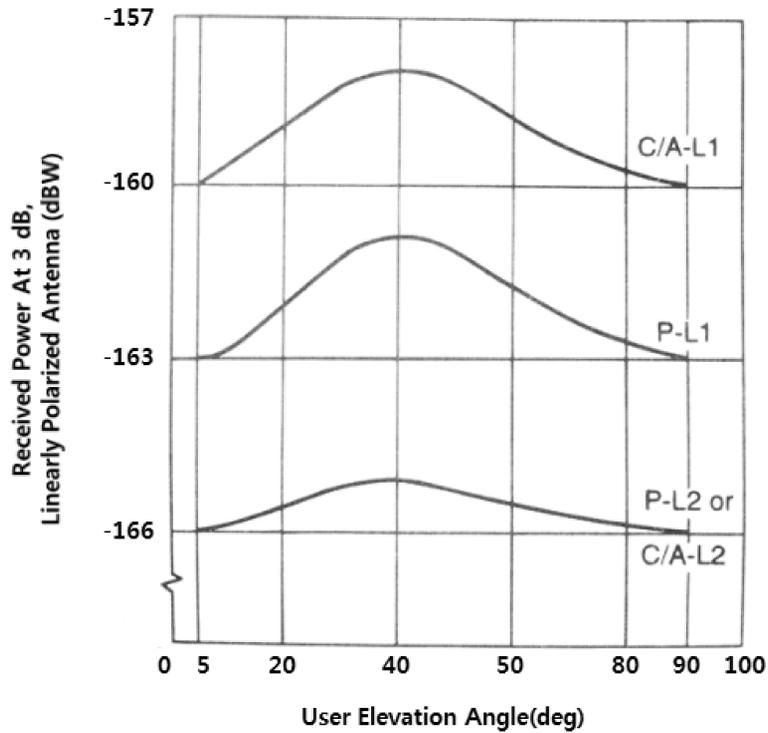


그림 2-6. GPS 위성 양각에 따라 수신된 GPS 신호의 세기

II.2.4 수신기 잡음 세기 밀도(Noise Power Density)

수신기 안테나에서의 신호는 그림 2-7과 같이 송전선(transmission line)과 bandpass filter(대역 필터)를 거쳐서 저잡음 증폭기(low noise amplifier)에 도달한다.



그림 2-7. 저잡음 증폭기(LNA) 배치

위의 그림에서 P_C 는 안테나에서 수신된 신호의 세기, L 이 안테나와 증폭기 사이의 손실일 때 L 은 1 보다 커야하며 C 는 P_C/L 로써 증폭기에 입력되는 신호의 세기가 된다. N_0 는 증폭기에 입력되는 잡음 밀도, T_A 는 안테나 온도, T_R 은 수신기 잡음 온도이다. 저잡음 증폭기(LNA)는 송전선의 거리에 의한 손실 때문에 안테나에 가깝게 설치하고 대역 필터(bandpass filter)에 의한 손실이 최대한 적어야 하며 인접한 채널의 간섭을 최소화하여야 한다.

수신기의 잡음 밀도(one-sided)는 다음과 같다.

$$N_0 = kT_{eq} \quad (2.10)$$

위의 식에서 T_{eq} 를 등가잡음온도(equivalent noise temperature)라 하고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{eq} = T_A/L + (L-1)T_0/L + T_R \quad (2.11)$$

$$T_R = T_0(F-1) \quad (2.12)$$

여기에서 F 는 수신기 잡음 수치, T_0 는 주위 온도로써 $290^\circ K$, 모든 온도는 $^\circ K$ 로 나타내며 볼츠만 상수 k 는 $-228.6 \text{ dBW}/^\circ K\text{-Hz}$ 이다. 예를 들어, 저잡음 증폭기(LNA) 잡음 수치가 1 dB 일 때, F 는 1.259가 되며 T_R 은 $(F-1)*290^\circ K$ 이므로 $75.1^\circ K$ 가 된다. 또한, 송전선과 대역 필터에 의한 손실이 1.1이고 안테나 온도 T_A 가 $130^\circ K$ 일 때 등가 잡음 온도와 잡음 밀도(noise density)는 다음과 같다.

$$T_{eq} = 130^\circ K/1.1 + (0.1/1.1)290^\circ K + 75.1^\circ K = 219.6 \text{ or } 23.42 \text{ dB}^\circ K \quad (2.13)$$

$$N_0 = kT_{eq} = -205.2 \text{ dBW}/\text{Hz} \quad (2.14)$$

등가 잡음 온도 T_{eq} 는 안테나 잡음 T_A 에 의해 크게 영향을 받으며 신호의 세기가 -160 dBW, 코드 주파수가 1.023×10^6 Hz 일 때 C/A 코드 신호의 파워 밀도(power density)는 -220.1 dBW/Hz가 된다. 위의 예와 비교시 C/A 코드의 신호는 잡음 밀도(-205.2 dBW/Hz)보다 14.9 dB 정도 아래에 있으며 P 코드의 경우 C/A 코드 보다 대략 13 dB 정도 낮으므로 27.9 dB 정도 아래에 있어서 스펙트럼 분석기(spectrum analyzer)에 보이지 않는다.[1]

II.2.5 반송파 대 잡음 밀도비(C/N₀)

수신기의 C/N₀는 수신기 성능을 결정하는 핵심 요소이다. 수신기에서 L1 C/A 코드의 최소 반송파 세기 P_c 는 -160 dBW이다. 실질적인 반송파의 세기는 안테나나 송전선 등에 의한 손실에 의해서 -160 dBW 보다 더 작아지나, 손실을 없다고 가정하였을 때 반송파 세기는 -160 dBW 이다. 위의 예처럼 잡음 세기 밀도를 -205.2 dBW/Hz라 할 때, C/N₀는 -160 dBW - (-205.2 dBW/Hz)가 되어 45.2 dB-Hz가 된다. 높은 양각일 때에는 반송파 세기가 -158 dBW가 되어 C/N₀는 47.2 dB-Hz로 높아진다.[1]

III. GPS 교란 신호

GPS 교란 신호는 GPS의 성능을 감소시키는 주파수 신호이며 크게 비의도적 교란(unintentional interference) 신호, 재밍(jamming) 신호, 기만(spoofing) 신호로 나눌 수 있다. 비의도적 교란 신호는 MSS(Mobile Satellite Services), DME(Distance Measuring Equipment) 등 GPS 신호의 주파수 대역의 안 또는 바깥 쪽에 존재하고 재밍(jamming) 신호는 의도적인 교란 신호이며, 기만(spoofing) 신호는 GPS 신호와 유사하거나 동일한 신호를 생성하여 교란하는 신호이다. 본 논문에서는 기만(spoofing) 신호를 제외한 비의도적인 교란 신호와 의도적인 교란 신호인 재밍(jamming)에 대하여 분류하고 단일 안테나 수신기가 GPS 신호의 Tracking Lock을 잃는 재밍 세기에 대하여 계산하도록 한다.[5][19][20]

III.1 GPS 재밍 신호의 종류

GPS 재밍 신호는 의도적인 교란 신호로써 보통 GPS 신호의 대역폭에 의하여 광대역 재밍(Broadband Jamming), 협대역 재밍(Narrowband Jamming)으로 분류할 수 있으며, 변조 방식에 따라 주파수/진폭을 변조(Frequency/Amplitude Modulation)시키는 FM/AM 재밍과 신호의 전송과 중단을 반복하는 pulsed 재밍이 있다. 재밍 신호의 대역폭이 GPS 신호의 대역폭보다 큰 경우 광대역 재밍, 작

은 경우 협대역 재밍이라 하며 GPS 신호의 대역폭에 상대적으로 결정된다.[5][19][20]

III.1.1 협대역 재밍(Narrowband Jamming)

협대역 재밍 신호는 일정한 주파수의 CW(continuous wave)를 가지는 순수한 tone 재밍이다. CW 재밍의 주파수가 GPS 신호의 주파수에 일치할 때 coherent 재밍이라 하며 GPS 신호의 spectrum 선에 일치하지 않을 때 non-coherent 재밍이라 한다. 특징으로 J/S (Jammer to Signal Ratio)이 약할 경우 재밍 세기와 SNR(Signal to Noise Ratio)이 반비례하지만 J/S가 강해질수록 SNR과 상관관계가 없어지며 GPS 위성 주파수에 대한 추적 오차 및 분산이 커져 검출이 가능하고 특정 위성에 한하여 오차가 크게 증가한다. CW 재밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼은 다음의 그림과 같다.[18][19][20]

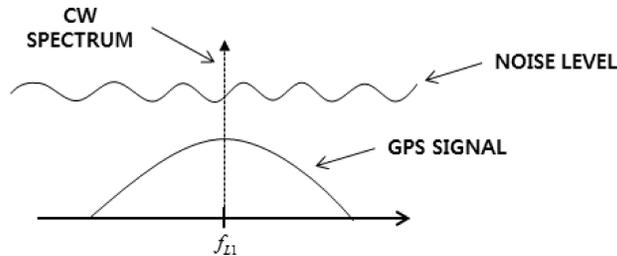


그림 3-1. CW 재밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼

III.1.2 광대역 재밍(Broadband Jamming)

광대역 재밍 신호는 열잡음과 같이 GPS L1 대역인 1563 MHz부터 1587 MHz를 포함하는 주파수 전역에 걸쳐 평평한 파워 스펙트럼 밀도(flat power spectral density)를 갖는다. 이러한 광대역 재밍 신

호를 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이라 한다. 특징으로 J/S에 비례하여 SNR이 감소하며 GPS 신호 감쇄와 구분이 불가능하여 검출이 어렵다. 광대역 재밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼은 다음의 그림과 같다.[18][19][20]

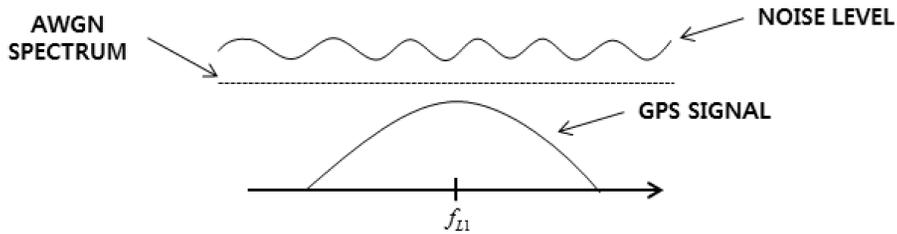


그림 3-2. 광대역 재밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼

III.1.3 펄스 재밍(Pulsed jamming)

펄스 재밍은 GPS 신호의 대역 내에서 일정한 시간 동안만 재밍 신호가 존재하는 경우이며, 재밍 신호가 존재하는 시간은 pulse duty cycle에 의해 결정된다. AWGN이나 CW 재밍에 대하여 pulse jamming으로 변조 가능하며 펄스화 되지 않은 신호에 비하여 영향력이 약하다.[19][20]

III.1.4 주파수/진폭 변조 재밍(Frequency/Amplitude Modulation)

주파수 변조 재밍은 재밍 신호가 방사되고 있는 동안에 GPS 위성의 주파수 대역 내.외에 일정한 주파수 범위를 정하여 시간에 따라서 주파수를 변화시키며 방사하는 것으로 chirp 재밍이라 할 수 있다. 진폭 변조 재밍은 시간에 따라 재밍 신호의 진폭을 변조시켜 방사하는 것이다. 주파수와 진폭 변조 재밍은 CW 재밍과 비슷한

경향을 나타내며 일정한 대역 내에서 주파수를 지속적으로 변화시키기 때문에 추적되고 있는 대다수 위성의 오차가 증가한다. 주파수/진폭 변조 채밍과 GPS 신호의 스펙트럼은 다음과 같다.[18][20][21]

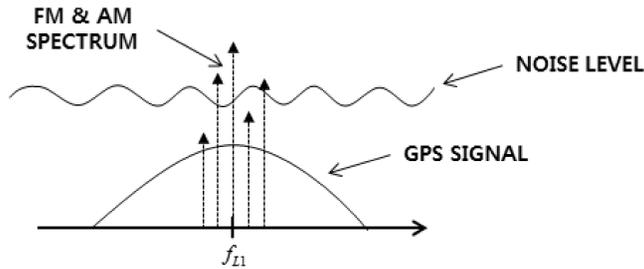


그림 3-3. FM & AM 채밍 신호와 GPS 신호의 스펙트럼

III.2 비의도적 교란 신호의 종류

GPS 수신기에 비의도적 교란 신호의 요인이 되는 것은 매우 다양하다. 항공기나 선박 등에 장착된 전자 장비나 지상에 설치된 지상 장비에 의하여 비의도적 교란을 받을 수 있다.

항공기에 장착 중인 GPS 수신기의 교란 요인으로 지대공 또는 공대지 음성 및 데이터 통신을 위하여 사용되며 118 ~ 136 MHz의 민간 항공 대역을 사용하는 무선 장비를 들 수 있다. 민간 항공 VHF 음성 통신을 위한 대역은 25 KHz의 채널로 구성되어 있으며 VHF 채널들의 12번째, 13번째 고조파(harmonics)가 GPS 신호의 스펙트럼 내에 존재하게 된다. 즉, VHF 채널 내 131.25 MHz의 12번째 고조파는 $12 \times 131.25 \text{ MHz} = 1575 \text{ MHz}$ 가 되어 GPS L1 스펙트럼의 중심이 된다. 또한, VHF 채널 내 121.15 MHz, 121.175 MHz, 121.200 MHz의 13번째 고조파 역시 GPS 대역 내에 존재하게 된다.

비의도적 교란 신호의 다른 요인으로 펄스 레이더 신호, 부적절하게 필터링된 TV 신호, RF 실험시의 돌발적인 신호 전송 등이 있다. GPS 수신기에 대한 비의도적 교란 신호가 되는 요인은 아래의 표와 같다.[19]

비의도적 교란 요인	대역 위치	설치 위치
Mobile Satellite Services(MSS) (1610~1620 MHz)	In-band Out-of-band	Non-Aircraft
VHF Comm Harmonics & Passive Intermod. Products	In-band	Same Aircraft Nearby Aircraft
Satellite Communications (SATCOM) Aeronautical Mobile Satellite Service(AMSS)	In-band Out-of-band	Same Aircraft Nearby Aircraft
Aircraft Addressing and Reporting System (ACARS) Harmonics	In-band	Same Aircraft Nearby Aircraft Non-Aircraft
Flight Telephone Services (1626.5 ~ 1660.5 MHz)	Out-of-band	Same Aircraft Nearby Aircraft
Distance Measuring Equipment (DME)	Out-of-band	Same Aircraft Nearby Aircraft Non-Aircraft
HF harmonics	In-band	Same Aircraft
Mode-S	In-band Out-of-band	Same Aircraft Nearby Aircraft Non-Aircraft
Amatuer Radio	In-band	Non-Aircraft
FM Harmonics and Passive Intermodulation	In-band	Non Aircraft
UHF TV Harmonics (787.21 ~ 788.24 MHz) (524.80 ~ 525.448 MHz)	In-Band (2nd & 3rd)	Non Aircraft
VHF/UHF Land Mobile Harmonics 394, 315, 262.5 MHz 197.175, 143.2, 131.3, 121.1 MHz	In-band	Non Aircraft
VHF OmniRange(VOR) Harmonics	In-band	Non Aircraft
Personal Electronic Devices(PED)	In-band	Same Aircraft

표 3-1. GPS 수신기에 대한 비의도적 교란 요인

III.3 GPS 신호의 Tracking Lock을 잃는 재밍 세기

단일 안테나의 GPS 수신기가 Tracking 중인 L1 C/A 코드 신호를 잃는 경우는 SNR(Signal to Noise Ratio)이 3 dB 이하로 떨어지는 경우이다. 하지만, 안테나로 수신되는 신호에 대한 SNR을 직접 계산할 수 없으므로 수신기에서의 C/N_0 와 상관기 다음의 Integration 후의 SNR의 관계를 이용하여 Tracking Lock을 잃는 재밍 신호를 계산하였다.

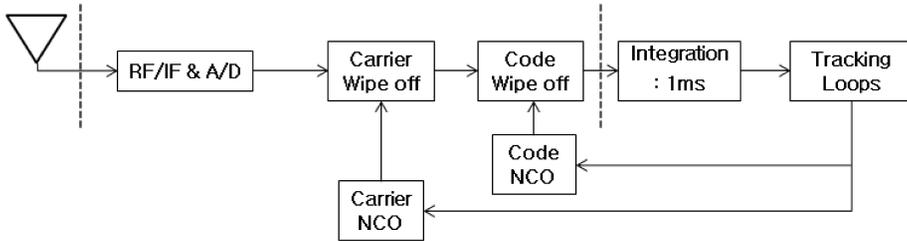


그림 3-4. 단일 안테나 GPS 수신기의 Block Diagram

위의 그림은 단일 안테나 GPS 수신기의 block diagram이다. 위의 그림에서 Tracking Lock을 잃는 재밍 세기를 구하기 위하여 빨간 점선 부분의 GPS 신호 세기와 재밍 신호의 세기를 알아야 한다. 수신기의 열잡음은 -200 dBW/Hz 이며, 반송파의 세기는 -160 dBW로 가정하고 계산하였다.

잡음과 재밍 신호 세기 밀도의 합을 N_0 , 수신기 열잡음을 N_t , 재밍 세기 밀도를 N_j 라 할 때 다음과 같은 식이 성립한다.

$$N_0 = N_t + N_j \quad (W/Hz) \quad (3.1)$$

위 식의 N_0 를 GPS 반송파의 세기 C 로 나누면 다음의 식과 같다.

$$\frac{N_0}{C} = \frac{N_t}{C} + \frac{N_j}{C} \quad (1/Hz) \rightarrow \left(\frac{C}{N_0}\right)^{-1} = \left(\frac{C}{N_t}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{N_j}\right)^{-1} \quad (Hz) \quad (3.2)$$

수신기에 GPS 신호만 도래하고 재밍 신호가 존재하지 않는다면 재밍 세기 밀도 N_j 는 0이 되므로 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{N_0}{C} = \frac{N_t}{C} \quad (1/Hz) \quad (3.3)$$

잡음 밀도 세기 N_0 가 -200 dBW/Hz, 반송파 세기 C 가 -160 dBW 일 때 C/N_0 는 다음과 같다.

$$\left(\frac{N_0}{C}\right)_{dB} = \left(\frac{N_t}{C}\right)_{dB} = \left(\frac{-200 \text{ dBW/Hz}}{-160 \text{ dBW}}\right) = -40 \text{ (dB/Hz)} \quad (3.4)$$

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{dB} = \left(\frac{C}{N_t}\right)_{dB} = 40 \text{ (dB-Hz)} \quad (3.5)$$

GPS 수신기가 Tracking Lock을 유지하기 위하여 상관기와 Integration 후의 SNR이 3dB 이상이어야 한다. 이 조건을 대입하기 위하여 C/N_0 와 SNR의 관계식을 이용할 수 있으며, 관계식은 다음과 같다.

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{dB} = (SNR)_{dB} - 10\log_{10}(T_{integration}) \quad (3.6)$$

위의 관계식에 SNR이 3 dB, integration time을 1ms로 대입하였을 때, C/N_0 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{dB} = 3 - 10\log_{10}(10^{-3}) = 33 \text{ (dB-Hz)} \quad (3.7)$$

GPS 재밍 신호가 존재할 때 계산한 C/N_0 와 재밍 신호가 없을 때 계산한 C/N_t 를 Hz 단위로 치환한 후 식(3.2)에 대입하여 dB 단위로 다시 변환하면, $C/N_j = 34$ dB-Hz가 나온다. 재밍 신호도 GPS 신호와 같이 1.023 MHz 대역폭으로 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 변조를 시키면 다음과 같은 식이 성립하며 JSR은 다음과 같이 26 dB가 계산된다.

$$\left(\frac{C}{N_j}\right)_{dB} = \left(\frac{C}{J_j/B_j}\right)_{dB} = 34 \text{ (dB-Hz)} \quad (3.8)$$

$$\left(\frac{J_j}{C}\right)_{dB} = \left(\frac{J_j}{S}\right)_{dB} = 10\log_{10}(B_j) - 34 = 26 \text{ (dB)} \quad (3.9)$$

위에서 구한 값들을 단일 안테나 GPS 수신기에 적용하면 다음의 그림과 같다.

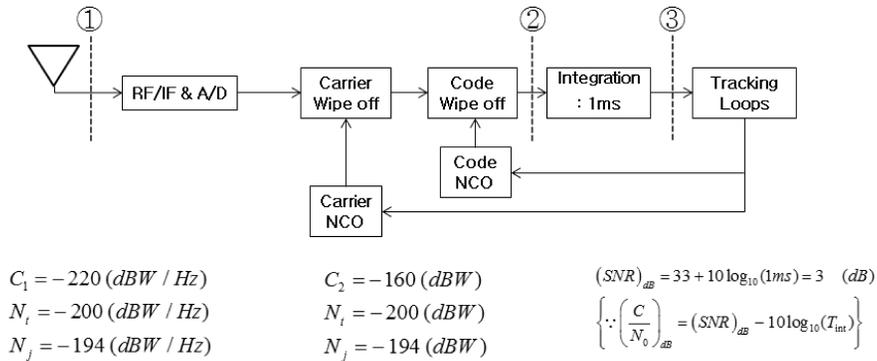


그림 3-5. 단일 안테나 GPS 수신기 내 신호 세기

안테나 단인 ①번 부분에서는 반송파 세기 밀도의 약 400배(26dB) 이상의 세기를 갖는 다른 신호가 수신될 때 GPS 수신기가 GPS 신호를 잃으며 상관기와 integration을 통과(③번 부분)한 신호에서

GPS 신호 세기가 잡음과 재밍 세기의 합보다 2배(3dB) 이하로 떨어질 때 GPS 수신기가 GPS 신호를 잃는 것을 알 수 있다.

위의 계산의 경우 integration time을 1ms로 가정하였는데 GPS 수신기가 tracking lock을 잃는 재밍의 세기는 integration time에 따라 달라지며 integration time이 1ms와 20ms 일 때의 JSR과 재밍의 세기는 다음의 표와 같다.[18][19][22]

구 분	1ms	20ms
JSR	26 dB	40 dB
재밍의 세기	-194 dBW/Hz	-180 dBW/Hz

표 3-2. integration time에 따른 GPS 신호를 잃는 JSR과 재밍의 세기

IV. 배열 안테나 알고리즘

배열 안테나의 신호 처리는 시간 샘플링(sampling) 이론을 근거로 하는 시간 디지털 변환을 공간 샘플링(spatial sampling)으로 확장한 기술이다. 배열 안테나를 사용하여 얻어진 아날로그 신호를 시-공간 샘플링을 하여 적응 배열 안테나 알고리즘으로 동시에 처리하면 신호에 대한 정확한 측정이 가능하며, 공간 정보를 얻을 수 있다.

배열 안테나를 이용한 신호 처리는 빔 형성(beamforming), 전파의 도래 방향 추정(DOA Estimation), sonar, radar, 지진파 등 다양한 분야에서 활용되고 있다. 빔 형성은 공간적인 간섭 신호(interference)와 잡음 제거를 목적으로 하며 SNR을 증대시키기 위해 사용된다. 전파의 도래 방향 추정은 빔 형성 기법의 성능 향상에 도움을 주며 신호원을 찾는 데 사용된다. 본 장에서는 빔 형성(beamforming) 기법과 전파의 도래 방향을 추정(DOA Estimation) 하는 알고리즘에 대하여 설명한다.[23]

IV.1 수신 신호 모델링

수신 신호 모델링을 위하여 M 개의 등방성 안테나로 구성된 배열 안테나가 공간상에 존재하며 L 개의 평면파(GPS 신호)가 f_0 의 주파수로 입사하며 음원과 센서간의 거리가 센서 간격에 비해 충분히 먼 거리에 떨어져 있다(far-field assumption)고 가정하자.

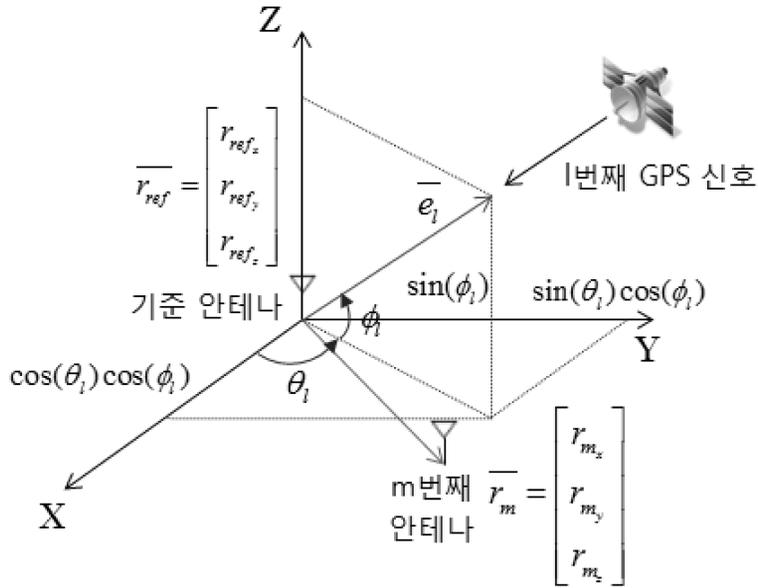


그림 4-1. 입사하는 GPS 신호 모델링 개념도

위의 그림은 1번째 GPS 신호가 기준(reference) 안테나와 m번째 안테나에 입사하는 경우를 그림으로 나타내었다. $\overline{r_{ref}}$ 는 기준 안테나의 위치, $\overline{r_m}$ 은 m번째 안테나의 위치이며, $\overline{e_1}$ 은 1번째 GPS 신호의 방향 벡터라고 한다. 기준 안테나에 입사하는 GPS 신호를 $x(t)$ 라 하고 기준 안테나와 m번째 안테나의 거리에 의한 GPS 신호의 상대적인 수신 시간 지연 $\tau_l(m)$ 이라 할 때 m번째 배열 안테나에 입사되는 복소 정현파 신호 $x_l(t)$ 는 다음과 같다.

$$x_l(t) = x\{t - \tau_l(m)\} = c_l\{t - \tau_l(m)\}e^{jw_0\{t - \tau_l(m)\}} \quad (4.1)$$

위의 식에서 w_0 는 입사 신호의 주파수, $c_l(t)$ 는 1번째 GPS 신호의 포락선(envelope)이며 상대적인 시간 지연 $\tau_l(m)$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tau_l(m) = \bar{e}_l \cdot (\bar{r}_m - \bar{r}_{ref}) / C \quad (4.2)$$

$$\bar{e}_l = [\cos\theta_l \cos\phi_l \quad \sin\theta_l \cos\phi_l \quad \sin\phi_l] \quad (4.3)$$

여기에서 C 는 빛의 속도이며 θ_l 은 1번째 GPS 신호의 방위각 (Azimuth) , ϕ_l 은 1번째 GPS 신호의 고각(Elevation)이다.

배열 안테나를 통과하는 동안에 신호의 포락선 $c(t)$ 가 변하지 않는 신호를 협대역 신호라 하면 다음과 같은 식이 성립한다.

$$c_l\{t - \tau_l(m)\} \approx c_l(t) \quad (4.4)$$

GPS 신호가 협대역 신호라 할 때 위의 식에 의해서 m 번째 안테나에 수신되는 GPS 신호는 다음과 같다.

$$x_l(t) = c_l(t)e^{jw_0\{t - \tau_l(m)\}} = a(\theta_l, \phi_l)c_l(t)e^{jw_0t} \quad (4.5)$$

위의 식을 이용하여 기준 안테나에 입사하는 신호 $x(t)$ 를 M 개의 배열 안테나에 수신되는 신호 $\bar{x}(t)$ 로 표현하면 다음과 같다.

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1(\theta, \phi) \\ a_2(\theta, \phi) \\ \vdots \\ a_M(\theta, \phi) \end{bmatrix} c(t)e^{jw_0t} = \bar{a}(\theta, \phi)c(t)e^{jw_0t} \quad (4.6)$$

위의 식에서 $\bar{a}(\theta, \phi)$ 는 도래하는 신호에 대한 배열 안테나의 응답 특성을 나타내는 벡터로써 모든 안테나의 위상 지연 정보를 가지고 있어서 배열 안테나 조향 벡터(Steering vector)라고 한다. 실제 GPS 재밍 환경 하에서 재밍 신호와 GPS 신호가 함께 입사하는 경

우에 대하여 모델링을 할 수 있다. 재밍 신호의 경우 재밍 신호의 포락선 $j(t)$ 를 이용하여 GPS 신호와 같이 모델링을 할 수 있으며 M개의 배열 안테나를 이용하여 L개의 GPS 신호와 I개의 재밍 신호를 모델링하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_1(\theta, \phi) \\ a_2(\theta, \phi) \\ \vdots \\ a_M(\theta, \phi) \end{bmatrix} c_1(t) + \dots + \begin{bmatrix} a_1(\theta, \phi) \\ a_2(\theta, \phi) \\ \vdots \\ a_M(\theta, \phi) \end{bmatrix} c_L(t) \\ &\quad + \begin{bmatrix} a_1(\theta, \phi) \\ a_2(\theta, \phi) \\ \vdots \\ a_M(\theta, \phi) \end{bmatrix} j_1(t) + \dots + \begin{bmatrix} a_1(\theta, \phi) \\ a_2(\theta, \phi) \\ \vdots \\ a_M(\theta, \phi) \end{bmatrix} j_I(t) \end{aligned} \quad (4.7)$$

위의 식에 i.i.d(independent identically distributed)인 잡음 $\bar{n}(t)$ 를 고려하여 간단하게 적으면 다음과 같다.

$$\bar{x}(t) = A_{GPS}(\theta, \phi)\bar{c}(t) + A_{jammer}(\theta, \phi)\bar{j}(t) + \bar{n}(t) = A(\theta, \phi)\bar{s}(t) + \bar{n}(t) \quad (4.8)$$

위의 식에서 $\bar{c}(t)$, $\bar{j}(t)$, $\bar{s}(t)$, $A_{GPS}(\theta, \phi)$, $A_{jammer}(\theta, \phi)$, $A(\theta, \phi)$ 는 다음과 같으며 T는 transpose 연산자이다.

$$\begin{aligned} \bar{c}(t) &= [c_1(t)e^{jw_0t} \ c_2(t)e^{jw_0t} \ \dots \ c_L(t)e^{jw_0t}]^T \\ \bar{j}(t) &= [j_1(t)e^{jw_0t} \ j_2(t)e^{jw_0t} \ \dots \ j_I(t)e^{jw_0t}]^T \\ \bar{s}(t) &= [s_1(t)e^{jw_0t} \ s_2(t)e^{jw_0t} \ \dots \ s_{L+I}(t)e^{jw_0t}]^T \\ &= [c_1(t)e^{jw_0t} \ \dots \ c_L(t)e^{jw_0t} \ j_1(t)e^{jw_0t} \ \dots \ j_I(t)e^{jw_0t}]^T \\ \bar{n}(t) &= [n_1(t) \ n_2(t) \ \dots \ n_M(t)]^T \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{GPS}(\theta, \phi) &= \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) & a_{12}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & a_{1L}(\theta_L, \phi_L) \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) & a_{22}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & a_{2L}(\theta_L, \phi_L) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{M1}(\theta_1, \phi_1) & a_{M2}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & a_{ML}(\theta_L, \phi_L) \end{bmatrix} \\
A_{jammer}(\theta, \phi) &= \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) & a_{12}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & a_{1I}(\theta_I, \phi_I) \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) & a_{22}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & a_{2I}(\theta_I, \phi_I) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{M1}(\theta_1, \phi_1) & a_{M2}(\theta_2, \phi_2) & \cdots & a_{MI}(\theta_I, \phi_I) \end{bmatrix} \\
A(\theta, \phi) &= \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) \cdots a_{1L}(\theta_L, \phi_L) & a_{1L+1}(\theta_{L+1}, \phi_{L+1}) \cdots a_{1L+I}(\theta_{L+I}, \phi_{L+I}) \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) \cdots a_{2L}(\theta_L, \phi_L) & a_{2L+1}(\theta_{L+1}, \phi_{L+1}) \cdots a_{2L+I}(\theta_{L+I}, \phi_{L+I}) \\ \vdots & \vdots \\ a_{M2}(\theta_2, \phi_2) \cdots a_{ML}(\theta_{NL}, \phi_{NL}) & a_{ML+1}(\theta_{L+1}, \phi_{L+1}) \cdots a_{ML+I}(\theta_{L+I}, \phi_{L+I}) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$A(\theta, \phi)$ 는 여러 개의 $\bar{a}(\theta, \phi)$ 로 구성된 manifold 행렬이라 하며 입사 신호의 모든 방향정보가 포함되어 있다. $\bar{a}(\theta, \phi)$ 는 하나의 입사각에 의해서 유일하게 결정되고 서로 다른 모든 입사각에 대하여 $\bar{a}(\theta_i, \phi_i)$ 와 $\bar{a}(\theta_j, \phi_j)$ 는 서로 독립(independent)이며 L개의 GPS 신호와 I개의 제밍 신호가 입사하였을 때 차수(rank)는 다음과 같다.

$$rank\{A(\theta, \phi)\} = L + I \quad (4.9)$$

초분해능 알고리즘에서 manifold 행렬의 차수는 매우 중요한 파라미터로써 알고리즘의 해석에 중요한 역할을 한다.

배열 안테나에서 수신된 신호를 K개의 시간 영역 샘플에 대하여 식(4.8)을 확장하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
X &= [\bar{x}(t_1) \bar{x}(t_2) \cdots \bar{x}(t_K)] \quad (4.10) \\
&= A(\theta, \phi) [\bar{s}(t_1) \bar{s}(t_2) \cdots \bar{s}(t_K)] + [\bar{n}(t_1) \bar{n}(t_2) \cdots \bar{n}(t_K)] \\
&= A(\theta, \phi)S + N = X_s + N
\end{aligned}$$

일반적으로 잡음은 full rank로 가정하므로 잡음을 포함한 수신 신호의 차수(rank)와 잡음의 차수(rank)는 다음과 같이 배열 안테나의 개수인 M 이 된다.

$$\text{rank}\{X\} = \text{rank}\{N\} = M \quad (4.11)$$

다중 신호 환경에서 입사 신호를 코히런트(coherent) 신호와 인코히런트(incoherent)로 구분할 수 있다. 코히런트 신호의 경우 주파수가 동일하고 시간 지연 특성을 가지며 크기가 다른 신호로써 잡음을 제외한 신호의 차수가 실제 입사하는 신호의 차수보다 작으며 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\text{rank}\{X_s\} = \text{rank}\{S\} < L + I = \text{rank}\{A(\theta, \phi)\} \quad (4.12)$$

인코히런트 신호의 경우 주파수가 다른 신호로써 잡음을 제외한 신호의 차수는 실제 입사하는 신호의 차수와 같고 다음과 같은 관계를 갖는다.[23][24]

$$\text{rank}\{X_s\} = \text{rank}\{A(\theta, \phi)\} = \text{rank}\{S\} = L + I \quad (4.13)$$

IV.2 배열 안테나 모델링

배열 안테나의 구성에 따라 배열 안테나에 입사하는 신호의 위상 지연 정보가 포함된 조향 벡터(stearing vector)의 특성이 결정되며, 추정된 도래 방향의 모호성(ambiguity)이 좌우된다. 본 논문에서는 방위각을 추정하기 위하여 등간격 선형 배열 안테나를 사용하였고

방위각과 고각을 함께 추정하기 위하여 등간격 원형 배열 안테나를 사용하였다. 본 장에서는 등간격 선형 배열 안테나와 등간격 원형 배열 안테나 구조에 대하여 설명한다.

IV.2.1 등간격 선형 배열 안테나

등간격 선형 배열 안테나(Uniform Linear Array, ULA)는 1차원의 입사각, 즉 방위각을 추정하기 위한 대표적인 구조이며 한 개의 축에 동일한 간격으로 배열 안테나를 배치한 것으로 다음의 그림과 같다.

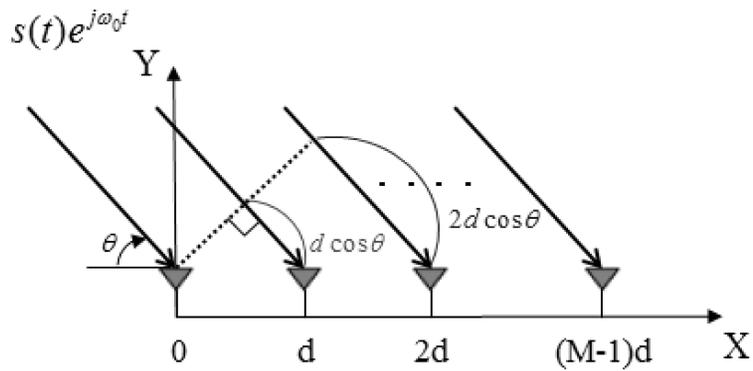


그림 4-2. 등간격 선형 배열 안테나

위의 그림과 같이 신호가 θ 의 입사각으로 M 개의 배열 안테나에 도래할 때 배열 안테나의 기준 안테나와 m 번째 안테나 간의 상대적인 시간 지연 τ 를 계산한 후 위상 지연을 계산할 수 있다. 등간격 선형 안테나의 경우 기준 안테나와 m 번째 안테나 간의 상대적인 시간 지연은 다음과 같다.

$$\tau_m = \frac{d(m-1)\cos\theta}{C} \quad (4.14)$$

위 식에서 d 는 안테나 배열 간격이고 C 는 빛의 속도이다. 상대적인 시간 지연을 이용하여 기준 안테나로부터 m 번째 안테나의 위상 지연을 구하면 $2\pi d(m-1)\cos\theta/\lambda$ 가 되며 조향 벡터(steering vector)로 쓰면 다음식과 같다.

$$\bar{a}(\theta) = [1 e^{-jkd\cos\theta} \dots e^{-jkd(M-1)\cos\theta}]^T \quad (4.15)$$

위 식에서 λ 는 신호의 파장, k 는 $2\pi/\lambda$ 로 파수(wave number)이다. 등간격 선형 배열 안테나는 1° 에서 180° 까지 추정이 가능하다.[23][24][25]

IV.2.2 등간격 원형 배열 안테나

등간격 원형 배열 안테나는 2차원의 입사각, 즉 방위각과 고각을 추정하기 위하여 사용되는 대표적인 구조이다. 배열 안테나가 x - y 평면상에 위치한 반지름 R 의 원주 위에 등간격으로 분포하며 다음의 그림과 같다.

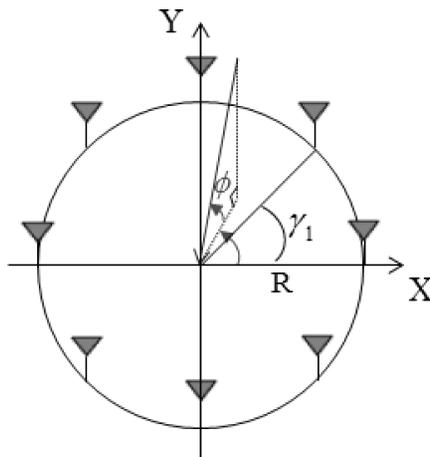


그림 4-3. 등간격 원형 배열 안테나

위의 그림에서 배열 안테나의 위치 간격은 x축으로부터 반시계 방향으로 $2\pi/M$ 만큼 회전한 것이다. m번째 안테나의 위치 간격을 γ_m 이라 할 때 γ_m 은 $2\pi m/M$ 이 되고 위치 벡터는 다음의 식과 같다.

$$\gamma_m = (R\cos\gamma_m, R\sin\gamma_m, 0) \quad (4.16)$$

파수 k 가 $2\pi/\lambda$, 신호의 진행 방향이 \bar{e} 라 할 때, 원점과 m번째 안테나 간의 위상차는 다음과 같다.

$$\phi_m = -k\bar{e}\cdot\gamma_m = -kR\cos\phi\cos(\theta - \gamma_m) \quad (4.17)$$

위 식의 θ 는 방위각이며 ϕ 는 고각을 나타낸다. 위상차를 이용하여 등간격 원형 배열 안테나의 조향 벡터(steering vector)를 나타내면 다음 식과 같으며, ζ 는 $kR\cos\phi$ 이다.

$$\bar{a}(\theta, \phi) = [1 e^{j\zeta\cos(\theta - \gamma_1)} \dots e^{j\zeta\cos(\theta - \gamma_{M-1})}]^T \quad (4.18)$$

등간격 원형 배열 안테나는 방위각의 경우 1° 에서 360° 까지 추정이 가능하며 고각의 경우 1° 에서 90° 까지 추정이 가능하다.[23][24][25]

IV.3 협대역 신호 입사각 추정 알고리즘

도래하는 신호의 입사각을 추정하는 알고리즘에는 크게 공간 스펙트럼을 기반으로 하는 스펙트럼 추정 기법과 신호 모델과 통계처리를 기반으로 하는 파라미터 추정 기법이 있다. 스펙트럼 추정 기법

을 크게 빔형성(beamforming) 기법과 부공간을 이용한 기법으로 나눌 수 있다. 빔형성 기법에는 conventional 빔형성, MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) 기법, 선형 예측 기법 (Linear Prediction Method)이 있고 부공간을 이용한 기법에는 Eigen-based LP 기법, Eigen-based MV 기법, MUSIC(Multiple Signal Classification) 등이 있다. 파라미터 추정 기법에는 ML(Maximum Likelihood), ESPRIT(Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique) 등이 있다. 본 장에서는 재밍 신호의 도래 방향을 추정하면서 GPS 신호의 도래 방향에 대하여 빔형성을 하는 conventional 빔형성과 MVDR 기법에 대하여 설명한다.[23]

IV.3.1 빔형성 기법 개요

빔형성 기법의 기본 개념은 특정 방향으로 입사되는 신호의 출력을 최대로 하기 위해 배열 안테나를 그 방향으로 지향(steering)시켜 빔을 형성하는 것이다. M개의 배열 안테나가 존재할 때 다음의 그림은 일반적인 빔형성기의 구조이다.

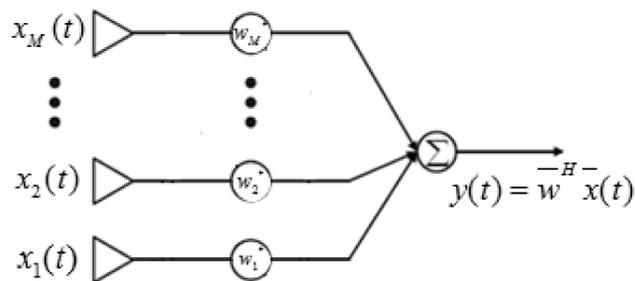


그림 4-4. 일반적인 빔형성기 구조

위의 그림에서 $x(t)$ 는 각각의 배열 안테나에 입사되는 신호이며 w^*

는 배열 안테나의 가중치(weighting)가 된다. 배열 안테나의 출력은 각각의 배열 안테나의 측정치에 가중치의 선형 조합에 의하여 지향된 값이며 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$y(t) = \sum_{i=1}^M w_i^* x_i(t) = \bar{w}^H \bar{x}(t) \quad (4.19)$$

이 때의 배열 안테나 출력의 세기 스펙트럼(output power spectrum)은 다음의 식으로 계산할 수 있다.

$$P(w) = \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K |y(t)|^2 = \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K w^H x(t) x^H(t) w = w^H R_{xx} w \quad (4.20)$$

도래하는 신호의 입사각을 추정하기 위하여 모든 방향에 걸쳐 배열 안테나를 지향(steering)시킨 후 그 출력 값들로 공간 스펙트럼을 형성한다. 형성된 공간 스펙트럼에서 최대값이 나타내는 방향이 신호가 도래하는 방향이며 출력의 세기 스펙트럼은 다음의 그림과 같다.

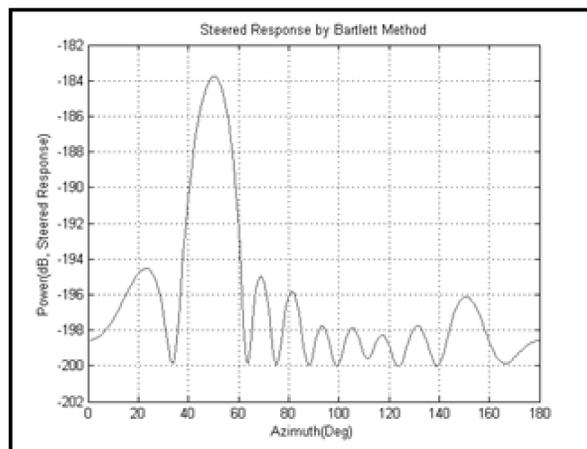


그림 4-5. 빔형성에 의한 출력의 세기 스펙트럼

배열 안테나의 이득(Gain)은 수신하기를 원하는 신호의 방향에 가중치를 두고 전 방향에 걸쳐 배열 안테나를 지향시켰을 때 구해지는 가중치를 내적한 것이며 다음의 그림과 같다.

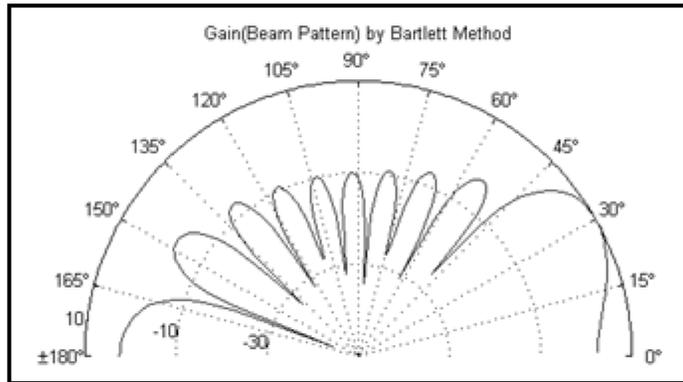


그림 4-6. 빔형성에 의한 배열 안테나 이득

빔형성 알고리즘은 배열 안테나의 가중치 벡터 w 를 결정하는 방법에 따라 conventional 빔형성, MV(Minimum Variance) 기법 등으로 분류되며 가중치 벡터 w 는 신호의 입사각과 관련된 조향 벡터 (steering vector) $\bar{a}(\theta, \phi)$ 와 공간 상관(spatial correlation) 행렬 R_{xx} 의 함수로 주어진다.[23]

IV.3.2 Conventional 빔형성 기법(Bartlett Method)

Conventional 빔형성(Beamforming) 기법은 Bartlett 기법이라고도 하며 fourier 변환을 기본으로 하는 spectral analysis를 공간적 개념으로 확장한 것이다. 원하는 방향에서 들어오는 신호에 대해서 가중치를 주어 SNR을 향상시키고 출력 값을 최대로 한다. 이는 배열 안테나의 출력에 가중치 w 를 곱해서 합치면 공간적인 필터링을 한 것

과 같은 효과를 얻을 수 있다는 원리에 근거하고 있다.

θ 방향으로 입사하는 신호에 대한 배열 안테나 측정치는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{x}(t) = \bar{a}(\theta)\bar{s}(t) + \bar{n}(t) \quad (4.21)$$

Conventional 빔형성 기법은 특정 방향으로 입사하는 신호에 대하여 빔형성을 하여 출력 세기를 최대로 하는 알고리즘이다. 잡음을 백색 잡음(white noise)으로 가정하면 conventional 빔형성 기법은 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_w P(w) &= \max_w E\{\bar{w}^H \bar{x}(t) \bar{x}^H(t) \bar{w}\} \\ &= \max_w \bar{w}^H E\{\bar{x}(t) \bar{x}^H(t)\} \bar{w} \\ &= \max_w \{E|\bar{s}(t)|^2 |\bar{w}^H \bar{a}(\theta, \phi)|^2 + \sigma^2 |\bar{w}|^2\} \end{aligned} \quad (4.22)$$

위의 식에서 출력의 세기(output power)가 최대가 되는 가중치의 크기가 1이므로 이 때의 가중치 벡터는 다음과 같다.

$$\bar{w}(\theta) = \frac{\bar{a}(\theta)}{\sqrt{\bar{a}^H(\theta)\bar{a}(\theta)}} \quad (4.23)$$

가중치 벡터는 배열 안테나를 지향(steering)하는데 사용되며 특정 방향으로 입사된 신호에 공간적으로 정합(match)된 공간 필터로 볼 수 있다. 즉, 각각의 배열 안테나에 존재하는 시간 지연 성분을 가중치 벡터로 보상하여 출력의 세기를 최대로 한다. 출력의 세기를 구하는 식 (4.22)에 가중치 벡터를 대입하면 다음의 식을 구할 수 있다.[23]

$$P(\theta) = \frac{\bar{a}^H(\theta)R_{xx}\bar{a}(\theta)}{\bar{a}^H(\theta)\bar{a}(\theta)} \quad (4.24)$$

IV.3.3 MVDR 기법

MVDR(Minimum Variance Distortionless Responses) 기법은 특정한 방향에서 입사하는 신호의 이득을 일정하게 유지하면서 교란 신호나 잡음에는 상대적으로 작은 가중치(nulling)를 주어 출력의 세기를 최소화함으로써 SNR을 높인다.

배열 안테나에서의 측정치를 conventional 빔형성 기법의 측정치와 같다고 할 때 MVDR 기법의 가중치 벡터를 구하기 위한 최적화 문제는 배열 안테나의 출력 세기를 최소화하면서 조향벡터의 이득을 1로 유지하는 것이며 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\min_w \bar{w}^H R_{xx} \bar{w} \quad \text{subject to} \quad \bar{a}^H(\theta)\bar{w} = 1 \quad (4.25)$$

조향벡터의 이득을 1로 유지한다는 것은 신호가 도래하는 방향 θ 외에 다른 방향에 대하여 이득을 주지 않는 효과를 얻을 수 있다. 즉, θ 이외의 방향에 존재하는 교란 신호 및 잡음을 최소화시키면서 SNR을 높이는 것이다. 위의 식을 Lagrange multiplier 기법을 사용하여 풀면 가중치 벡터는 다음과 같다.

$$\bar{w}(\theta) = \frac{R_{xx}^{-1}\bar{a}(\theta)}{\bar{a}^H(\theta)R_{xx}^{-1}\bar{a}(\theta)} \quad (4.26)$$

위의 식을 배열 안테나의 출력의 세기를 구하는 식에 대입하면 출력의 세기는 다음과 같다.[23]

$$P(\theta) = \frac{\bar{a}^H(\theta)\bar{a}(\theta)}{\bar{a}^H(\theta)R_{xx}^{-1}\bar{a}(\theta)} \quad (4.27)$$

IV.4 GPS 재밍 환경하 적용 알고리즘

실제 GPS 환경은 다중의 GPS 신호가 존재한다. 하나의 GPS 신호와 하나의 재밍 신호가 존재할 때 배열 안테나 수신기로 빔형성을 하면서 재밍 신호의 도래 방향을 추정할 수 있으며 이 때의 수신기 Block Diagram은 다음과 같다.

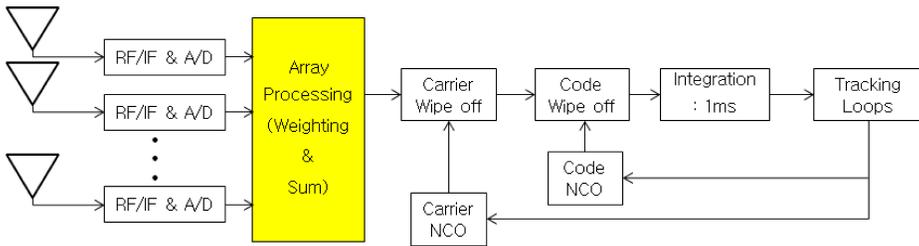


그림 4-7. 각각 1개의 GPS/재밍 신호 처리 위한 수신기 Block Diagram

위의 그림에서 Array Processing이란 빔형성 알고리즘이 수행되어 GPS 신호에 대하여 빔형성을 하는 것이다. 위의 배열 안테나 수신기의 경우 1개의 GPS 신호에 대하여 빔형성이 가능하나, 2개 이상의 GPS 신호에 대하여 빔형성이 불가능하다. 실제 GPS 환경 하에서 배열 안테나 수신기에 빔형성 알고리즘을 적용하기 위하여 채널 별로 Acquisition과 Tracking을 하는 GPS의 특성을 이용할 수 있다. 즉, 배열 안테나를 통하여 입사하는 GPS 신호의 채널 별로 빔형성을 시키고 재밍 신호에 대한 널링을 시켜주면 된다. 다중의 GPS 신호 환경에서 재밍 신호가 존재할 때 배열 안테나 수신기의

Block Diagram은 다음과 같다.[14][26]

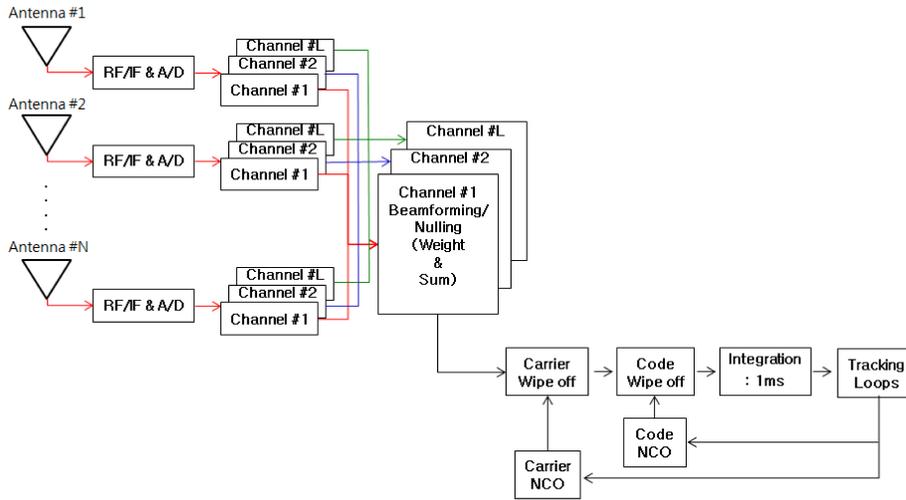


그림 4-8. 실제 GPS 재밍 환경하 신호 처리 위한 수신기 Block Diagram

V. 시뮬레이션 결과

V.1 시뮬레이션 환경

V.1.1 수신기 Block Diagram

시뮬레이션을 수행하기 위하여 사용된 빔형성 기법이 포함된 수신기의 Block Diagram은 다음과 같다.

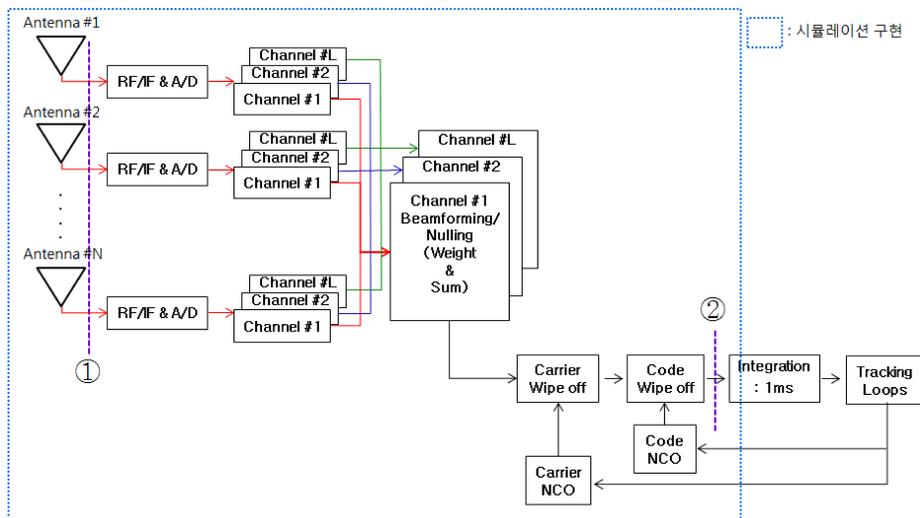


그림 5-1. 수신기 Block Diagram 내 시뮬레이션 구현 부분

시뮬레이션은 위의 Block Diagram 중 파란 점선으로 표시된 부분을 구현하였다. GPS L1 C/A Code 신호는 Code 변조 없이 반송과

(Carrier wave)만을 이용하였고 재밍 신호도 반송파(Carrier wave)만을 이용하였으며 ①, ②번 부분의 세기는 다음의 표와 같다.

구 분	Carrier 세기	Noise	Jamming 세기
안테나 단(①)	-220 dBW/Hz	-200 dBW/Hz	-194 dBW/Hz
상관기 후(②)	-160 dBW	-200 dBW	-194 dBW

표 5-1. 수신기 안테나 단과 상관기 후 부분의 각 신호의 세기

앞에서 설명한 바와 같이 GPS 수신기가 Tracking Lock을 잃는 재밍의 세기는 상관기 후의 Integration Time에 따라 달라진다. 위의 표는 Integration Time이 1ms인 경우이며 다음 절에 나오는 시물레이션 결과도 Integration Time이 1ms인 경우에 대하여 실시한 결과이다.

V.1.2 시물레이션 설정

시물레이션 할 때 가정 사항으로 배열 안테나 GPS 수신기는 정적 상태에서 GPS L1 C/A Code 신호와 CW 재밍 신호를 수신한다. GPS 수신기에 도래하는 신호의 방향 정보(방위각, 고각)를 알고 있는 상태에서 재밍 신호의 입사각을 추정하였다. 또한, 실제 GPS 환경을 묘사하기 위해 GPS L1 C/A Code 신호는 4개로 하였으며 재밍 신호는 1개의 신호만 도래한다고 가정하였다. 재밍 신호의 방위각 추정(2D)시 4개 GPS 신호의 도래 방향을 임의로 지정하였고 재밍 신호의 방위각과 고각을 추정(3D)시에는 GPS 운용 궤도를 시물레이션하여 얻어진 4개 GPS 위성의 방위각과 고각을 사용하였다. 배열 안테나의 수, GPS 신호와 재밍 신호의 반송파 주파수, 샘플 수 등 나머지 세부 설정은 아래의 표와 같다.

GPS/Jamming 주파수	1575.42 MHz(L1 주파수)
중간 주파수	4.309 MHz
샘플링 주파수	5 MHz
샘플 수	5,000
배열 안테나 수	10
배열 안테나 간격	34.8109cm(0.5×중간 주파수 파장)
배열 안테나 배치	방위각 추정 : 등간격 선형 배열 방위각, 고각 추정 : 등간격 원형 배열
C/N0	40 dB-Hz
JSR	26 dB

표 5-2. 시뮬레이션 조건 설정

V.2 Beamforming/Nulling 시뮬레이션 결과

Beamforming/Nulling 기법을 이용하여 도래하는 재밍 신호에 대하여 방위각만 추정할 수 있는 2D(Dimension)와 방위각과 고각을 모두 추정하는 3D로 나누어 시뮬레이션을 수행하였고 정확도(RMS 오차)와 C/N0를 바탕으로 배열 안테나를 이용하는 GPS 수신기에 효과적인 알고리즘을 분석하였다.

V.2.1 Conventional 빔형성 기법(Bartlett Method) 결과

방위각만 존재하는 2D에서 4개의 GPS 위성만 운용되고 있을 때와 재밍 신호가 GPS 신호와 함께 존재할 때에 대하여 conventional 빔형성 기법을 적용하였으며 결과는 다음과 같다.

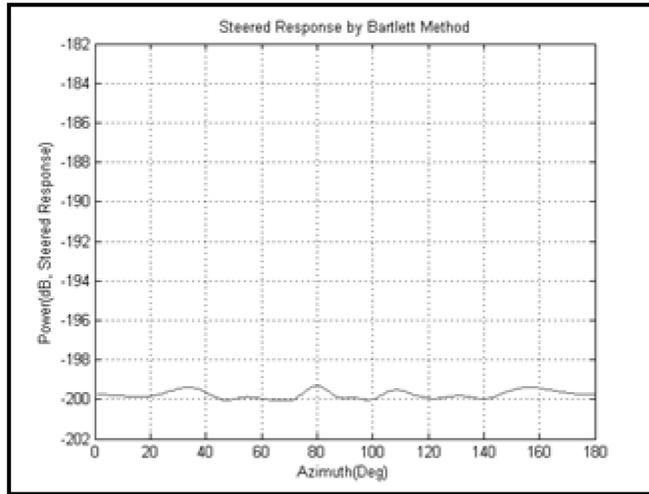


그림 5-2. Bartlett Method 적용 결과(재밍 없음)

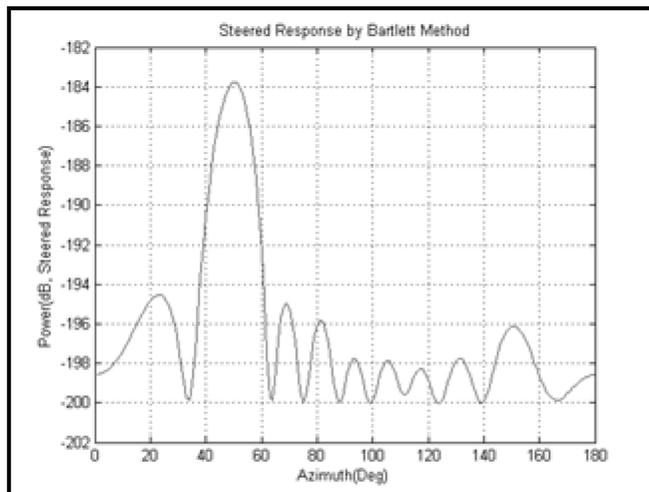


그림 5-3. Bartlett Method 적용 결과(재밍 존재)

그림 5-2와 그림 5-3에서 GPS 위성 신호의 도래 방향(방위각)은 30° , 80° , 110° , 160° 이며 재밍 신호의 도래 방향은 50° 이다.

그림 5-2는 재밍 신호가 없을 때 conventional 빔형성 기법을 적용한 결과이다. 잡음은 -200 dBW/Hz를 유지하고 있으며 GPS 신호에 대하

여 빔형성을 했음에도 불구하고 GPS 신호가 보이지 않는 이유는 GPS 신호의 세기가 -220 dBW/Hz로 안테나 Gain만큼 빔을 형성하여도 잡음보다 작기 때문이다.

그림 5-3은 재밍 신호가 존재할 때 conventional 빔형성 기법을 적용한 결과로써 재밍 신호의 도래 방향에서 출력의 세기가 최대값을 가지는 것을 확인할 수 있다. 하지만, 시뮬레이션시 재밍 신호의 세기를 -194 dBW/Hz로 하였으나, 결과에서 약 -184 dBW/Hz의 값이 나온 이유는 conventional 빔형성 기법의 특성 때문이다. conventional 빔형성 기법은 입사하는 신호의 방향에 대하여 빔을 형성하여 출력의 세기를 최대화시키는 것이기 때문에 안테나 이득(gain)인 $10\log_{10}(\text{안테나 수})$ 만큼 세기를 증가시킨다. conventional 빔형성 기법의 이득(gain)은 다음과 같다.

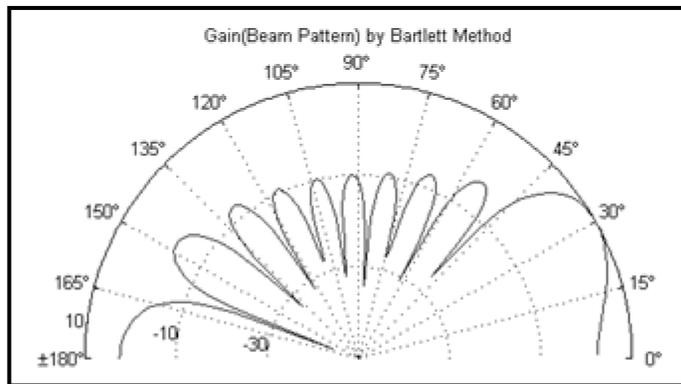


그림 5-4. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 30°)

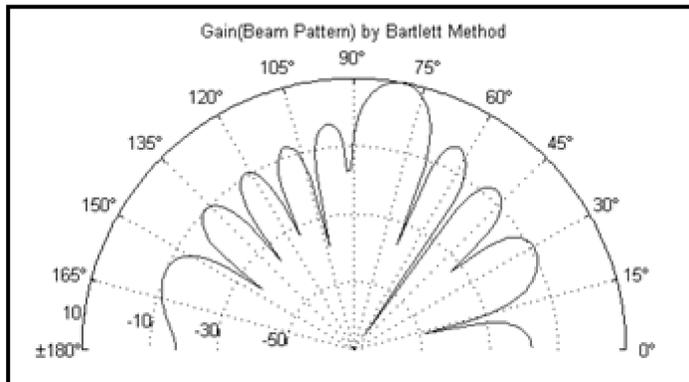


그림 5-5. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 80°)

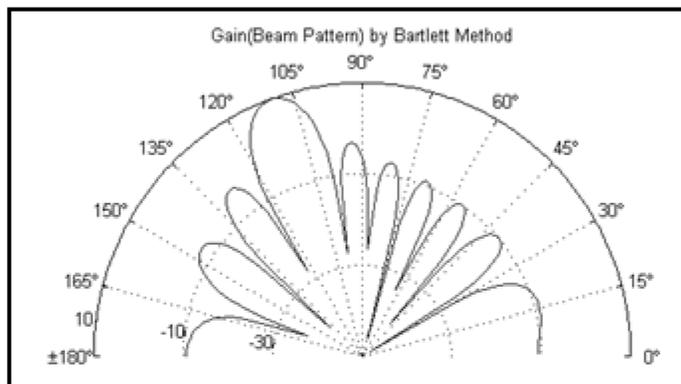


그림 5-6. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 110°)

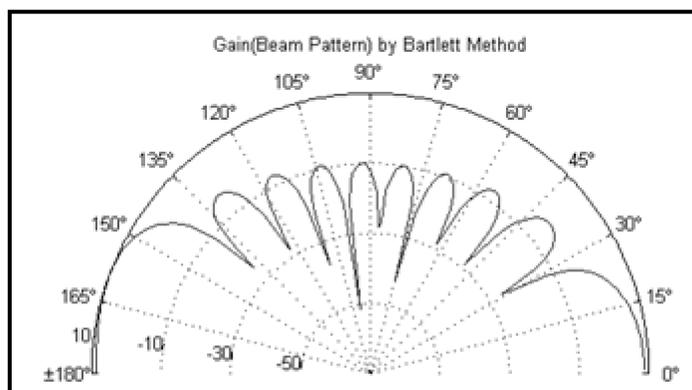


그림 5-7. Bartlett Method 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 160°)

그림 5-4부터 그림 5-7까지 4개 GPS 위성 신호에 대하여 빔을 형성한 결과이다. GPS 신호의 도래 방향은 그림 5-4부터 차례대로 30° , 80° , 110° , 160° 이며 모든 GPS 신호 방향에 대하여 안테나 이득인 10 dBic 만큼 세기를 증가시키는 것을 확인할 수 있다. 하지만, 재밍 신호의 방향 50° 에 대하여 일정한 이득이 아닌 재밍의 세기와 무관한 이득이 형성됨을 알 수 있다.

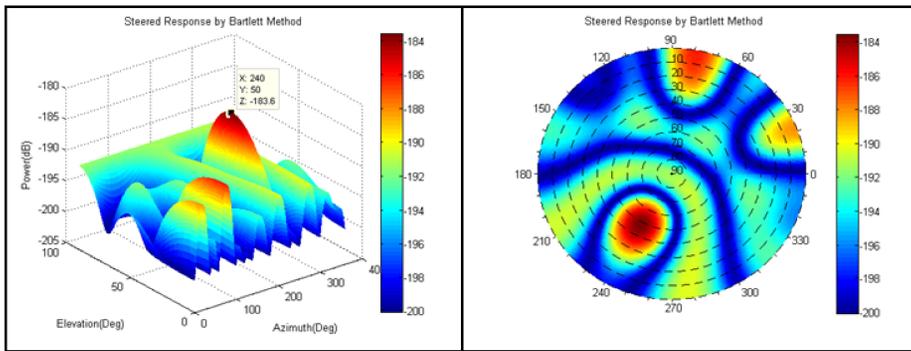


그림 5-8. Bartlett Method를 적용한 출력의 세기(3D)

그림 5-8은 conventional 빔형성 기법을 방위각과 고각을 동시에 추정하는 3D 환경에 적용하였다. (θ, ϕ) 에서 θ 는 방위각, ϕ 를 고각이라 할 때, GPS 신호의 도래 방향은 $(87^\circ, 18^\circ)$, $(110^\circ, 46^\circ)$, $(207^\circ, 40^\circ)$, $(317^\circ, 22^\circ)$ 가 되며 재밍 신호의 도래 방향은 $(240^\circ, 50^\circ)$ 이다. 특성은 방위각만 추정하는 2D 일 때와 비슷한 경향을 보임을 확인할 수 있으며 conventional 빔형성 기법은 도래하는 재밍 신호의 방위각과 고각을 모두 추정 가능하다.

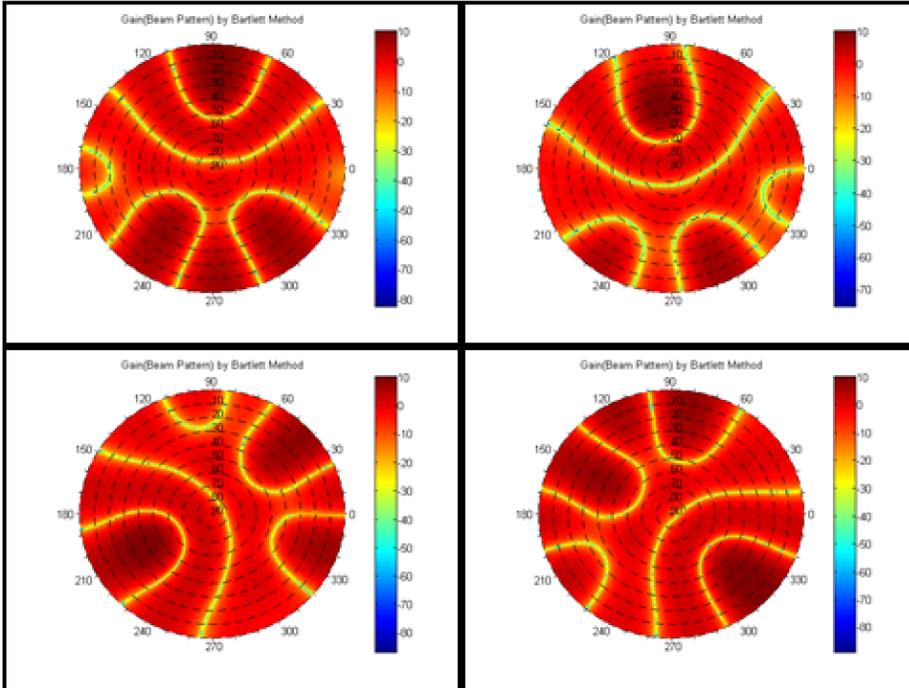


그림 5-9. Bartlett Method를 적용한 안테나의 이득(3D)

위의 그림은 GPS 신호의 도래 방향에 대하여 conventional 빔형성 기법을 적용한 안테나의 이득이며 GPS 신호의 도래 방향은 왼쪽 위부터 시계 방향으로 $(87^\circ, 18^\circ)$, $(110^\circ, 46^\circ)$, $(207^\circ, 40^\circ)$, $(317^\circ, 22^\circ)$ 이다. 재밍 신호의 도래 방향은 $(240^\circ, 50^\circ)$ 이다. 방위각과 고각을 추정하는 3D에서 안테나 이득의 특성 역시 2D의 특성과 유사한 경향을 보이며, conventional 빔형성은 GPS 신호 방향에 대하여 빔형성을 하지만 재밍 신호 방향에 대하여 nulling이 불가능한 것을 확인할 수 있다.

V.2.2 MVDR 기법 결과

MVDR(Minimum Variance Distortionless Responses) 기법도 conventional 빔형성 기법과 마찬가지로 방위각만 존재하는 2D에서 4

개의 GPS 위성만 운용되고 있을 때와 재밍 신호가 GPS 신호와 함께 존재할 때에 대하여 MVDR 기법을 적용하였으며 결과는 다음과 같다.

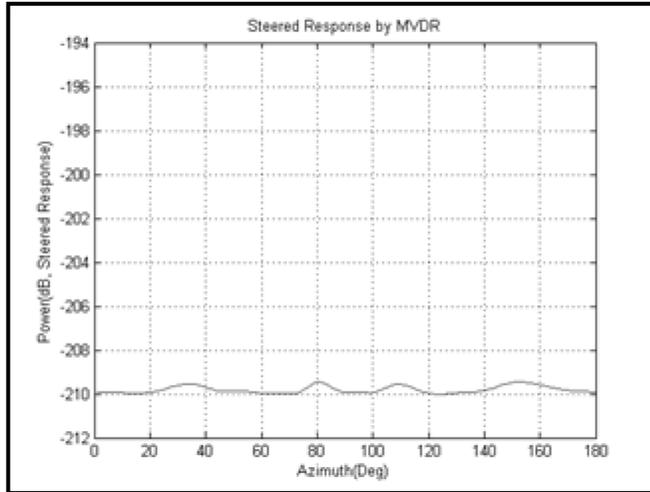


그림 5-10. MVDR 기법 적용 결과(재밍 없음)

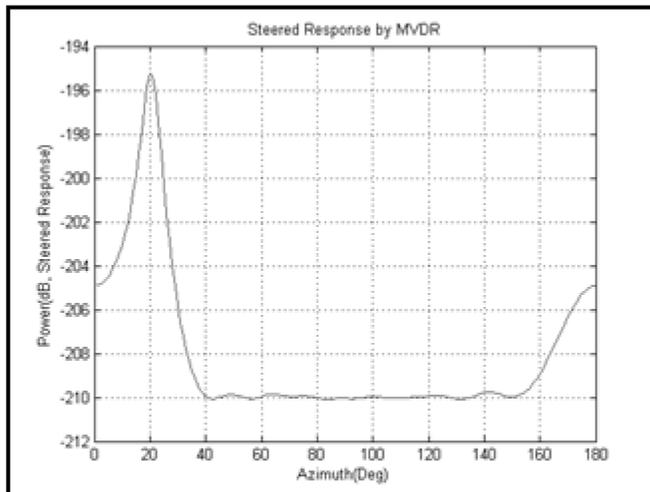


그림 5-11. MVDR 기법 적용 결과(재밍 존재)

그림 5-10은 재밍 신호가 없을 때 MVDR 기법을 적용한 결과이다.

시뮬레이션 때 입력한 잡음 값은 -200 dBW/Hz 였으나, MVDR 기법을 적용한 결과 잡음이 -210 dBW/Hz가 되었다. 이는 MVDR 기법이 안테나에 들어오는 신호 출력의 세기를 최소화하면서 원하는 신호에 대하여 일정한 이득(gain)을 유지하기 때문에 잡음을 안테나의 이득(gain)인 $10\log_{10}$ (안테나수)만큼 감소시켜 -210 dBW/Hz가 되었다. 하지만, GPS 신호의 세기가 -220 dBW/Hz로써 잡음보다 작아서 보이지 않는다.

그림 5-11은 재밍 신호가 존재할 때 MVDR 기법의 적용 결과이며 재밍 신호의 방향(20°)에서 출력의 세기가 최대값을 갖는다. 하지만, conventional 빔형성의 경우와 다르게 일정한 이득을 유지한다는 조건이 있기 때문에 신호의 출력 세기가 바뀌지 않는다.

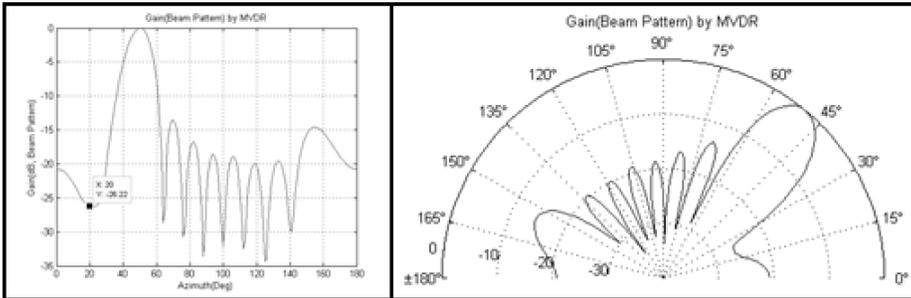


그림 5-12. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 50°)

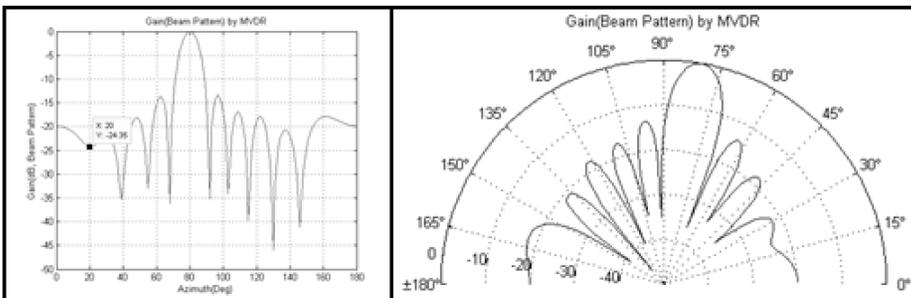


그림 5-13. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 80°)

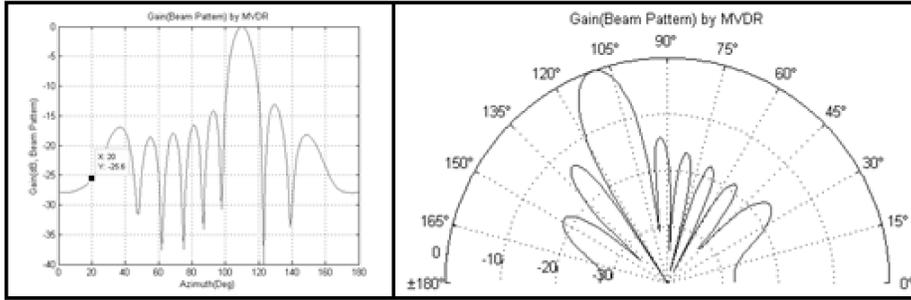


그림 5-14. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 110°)

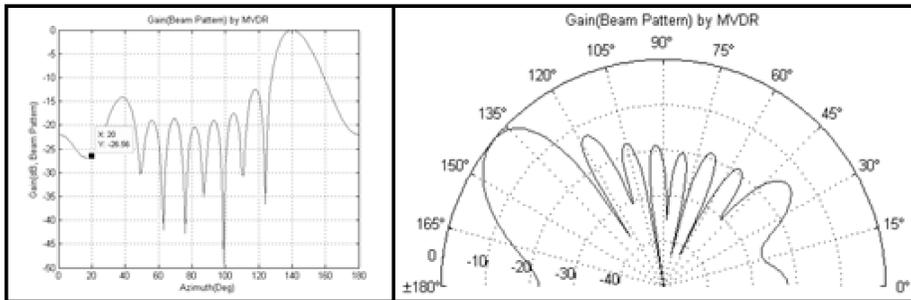


그림 5-15. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(GPS 신호 : 140°)

그림 5-12부터 그림 5-15는 2D에서 MVDR 기법을 적용한 안테나 이득이다. 가장 위부터 차례대로 GPS 신호의 도래 방향이 50°, 80°, 110°, 140° 이며 재밍 신호의 도래 방향은 20° 이다. GPS 신호의 도래 방향에 대하여 일정한 이득을 유지하고 있으며, 재밍 신호 방향의 출력 세기를 보면 재밍이 안테나에 입사할 때의 세기만큼 널링을 실시하고 있음을 확인할 수 있다.

재밍 신호의 입사 방향에 따라서 nulling이 되는지를 확인하기 위해 재밍 신호의 입사 방향을 10° 로 바꿔서 적용하였으며 결과는 다음과 같다.

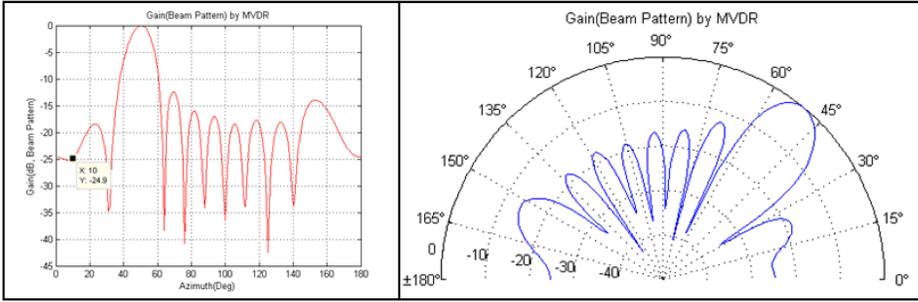


그림 5-16. MVDR 기법 적용시 안테나 이득(2D, 재밍 신호의 방향 변경)

위의 그림은 GPS 신호의 도래 방향이 50° 이고 재밍 신호의 도래 방향이 10° 일 때의 안테나 이득이며 재밍 신호 방향이 변함에 따라 nulling 되는 방향이 변함을 확인할 수 있다.

다음은 3D에서 MVDR 기법을 이용하여 방위각과 고각을 추정하였다. GPS 신호의 도래 방향은 $(87^\circ, 18^\circ)$, $(110^\circ, 46^\circ)$, $(207^\circ, 40^\circ)$, $(317^\circ, 22^\circ)$ 이며 재밍 신호의 도래 방향은 $(240^\circ, 50^\circ)$ 이다. 재밍 신호의 도래 방향을 추정한 결과는 다음의 그림과 같다.

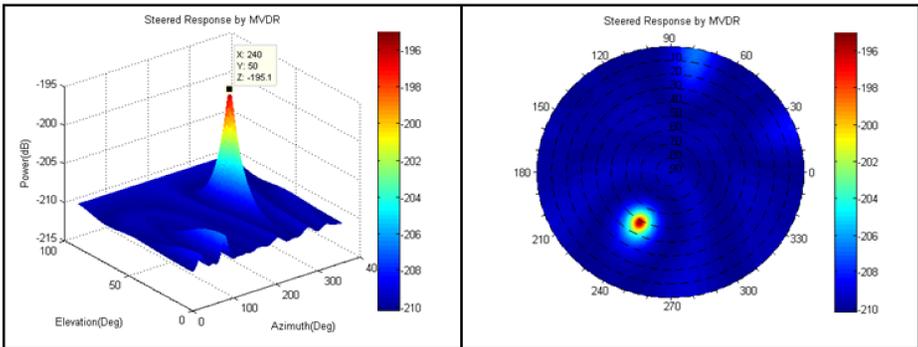


그림 5-17. MVDR 기법을 적용한 출력의 세기(3D)

3D에서 MVDR 기법을 적용한 결과 출력 세기의 최대값이 재밍 신호

의 도래 방향이 되고 잡음의 세기가 -10 dB 만큼 감소되는 등 2D와 유사한 경향을 보이며 MVDR 기법도 conventional 기법과 같이 도래하는 재밍 신호의 방위각과 고각에 대한 추정이 가능하다.

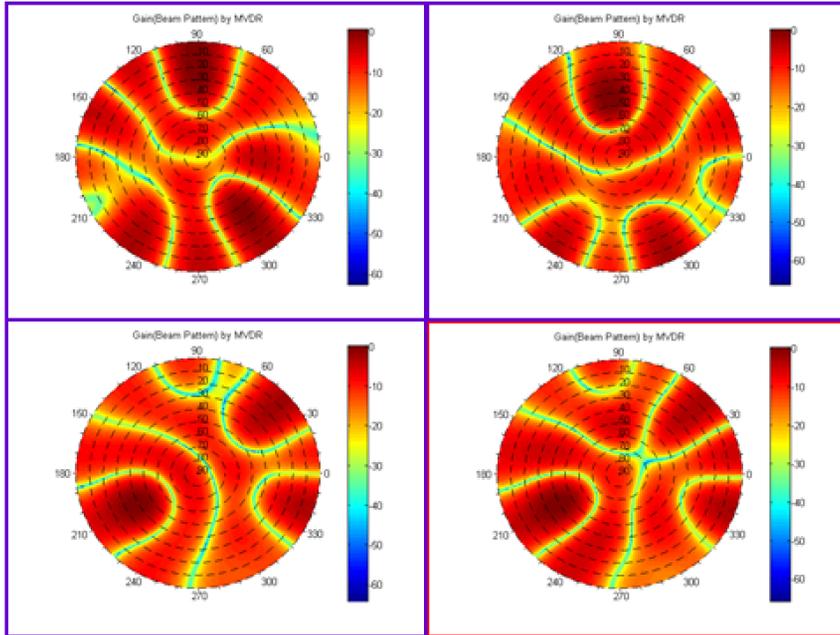


그림 5-18. MVDR 기법을 적용한 안테나의 이득(3D)

그림 5-18에서 위의 좌측과 우측은 GPS 신호의 도래 방향이 $(87^\circ, 18^\circ)$, $(110^\circ, 46^\circ)$ 이며 아래의 그림은 $(207^\circ, 40^\circ)$ 이다. 위의 좌측, 우측, 아래의 좌측 그림은 재밍 신호의 도래 방향이 $(240^\circ, 50^\circ)$ 로 동일하며 아래의 우측 그림은 $(30^\circ, 70^\circ)$ 이다. GPS 신호 방향에 대하여 일정한 이득을 유지하고 재밍 신호의 방향에 대하여 재밍의 세기만큼 nulling을 하는 등 2D에서의 MVDR 기법과 유사한 경향을 보인다. MVDR 기법은 GPS 신호 방향에 대하여 일정한 이득을 유지하면서 재밍 신호에 대하여 nulling을 실시함을 알 수 있다.

V.2.3 Conventional 빔형성 및 MVDR 기법 분석

지금까지 conventional 빔형성과 MVDR 기법의 특징에 대하여 살펴 보았다. 두 알고리즘 모두 방위각과 고각에 대한 추정이 가능하며 C/N0를 유지하기 위하여 빔을 형성하는 것을 확인할 수 있었다. 이러한 두 알고리즘 중에서 GPS 신호에 대하여 C/N0를 유지하면서 재밍 신호의 도래 방향을 추정하는데 효과적인 알고리즘을 판단하기 위하여 정확도와 C/N0에 대하여 분석하였다. 분석을 할 때 2D와 3D로 구분하여 분석을 실시하였다.

V.2.3.1 정확도

RMS 오차를 이용하여 정확도를 측정하였다. 2D의 경우 GPS 신호의 도래 방향을 87° , 110° , 30° , 150° 로 고정시켜놓고 재밍 신호의 도래 방향을 1° 부터 180° 의 범위에서 균등 분포로 방위각을 선택하여 총 180회 시뮬레이션을 수행하였다. 2D에서 conventional 빔형성과 MVDR 기법의 정확도는 다음의 그림과 같다.

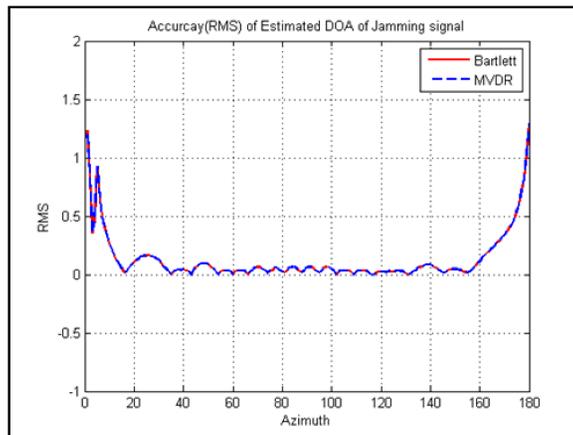


그림 5-19. RMS 오차(2D)

위의 그림에서 conventional 빔형성 및 MVDR 기법의 정확도가 서로 비슷함을 확인할 수 있다. 또한 두 알고리즘 모두 배열 안테나의 배치 축에 가까워질수록(15° 이하, 155° 이상) 오차가 증가하였는데 이는 안테나 배치에 의하여 측정치가 불량 조건(ill condition)이기 때문이다.

3D의 경우도 2D의 경우와 마찬가지로 각각의 경우에 시뮬레이션을 수행하였다. 재밍이 도래하는 방향의 범위는 1° 부터 90° 까지의 고각을 각각 5° , 15° , 25° , 35° , 45° , 55° , 65° , 75° , 85° 로 고정시키고 1° 부터 360° 까지의 방위각을 균등 분포로 선택하여 총 16,200번 수행하였다. GPS 신호의 도래 방향은 (87° , 18°), (110° , 46°), (207° , 40°), (317° , 22°)로 고정시켜서 수행하였으며 결과는 다음의 그림과 같다.

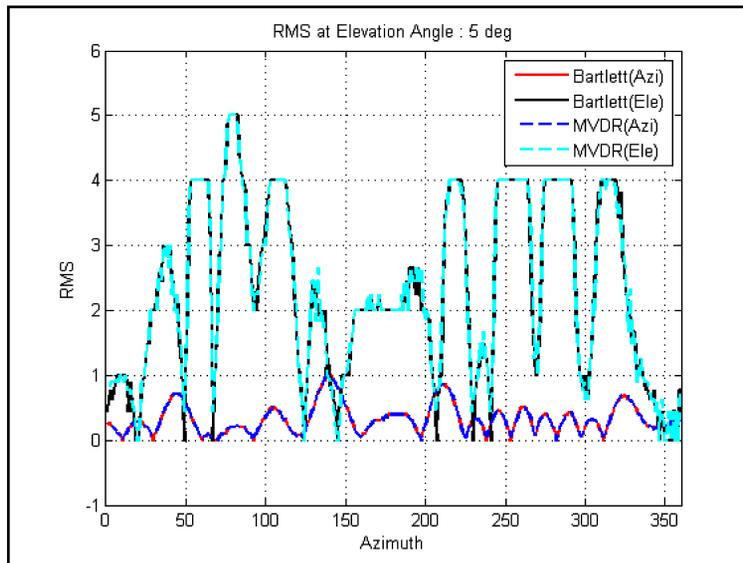


그림 5-20. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 5°)

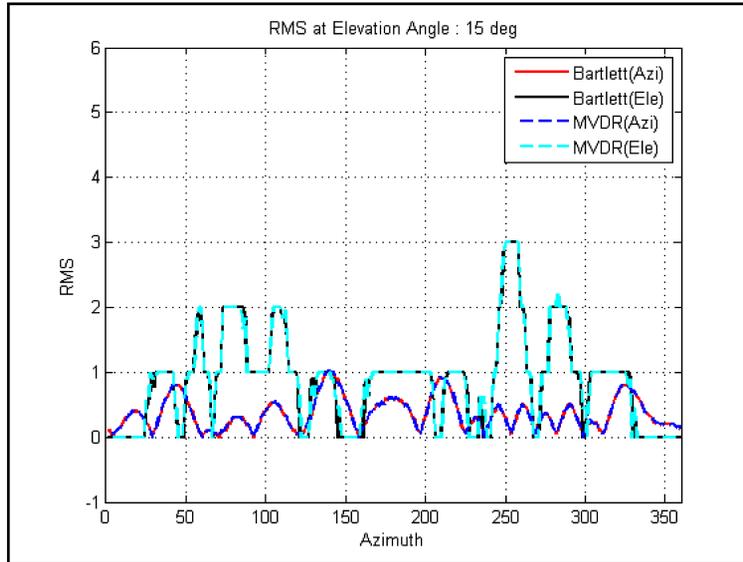


그림 5-21. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 15°)

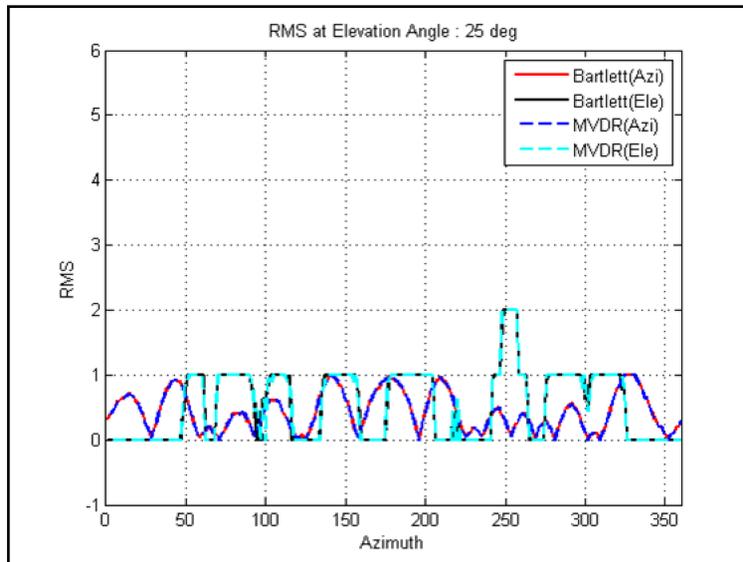


그림 5-22. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 25°)

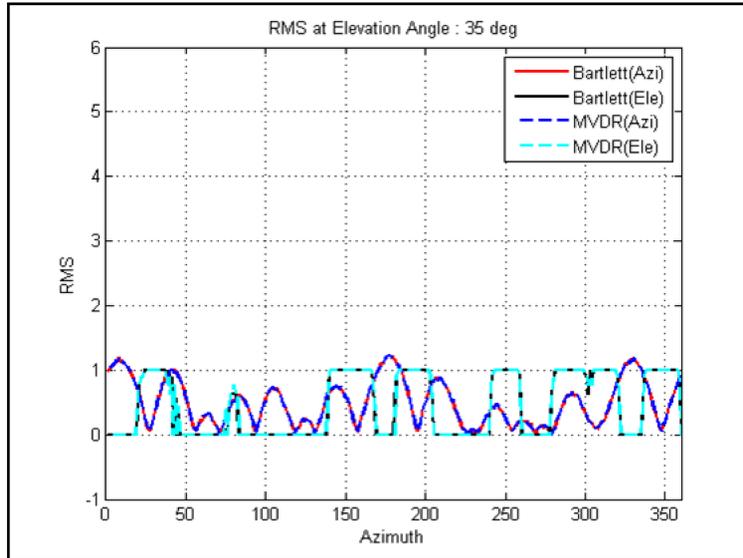


그림 5-23. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 35°)

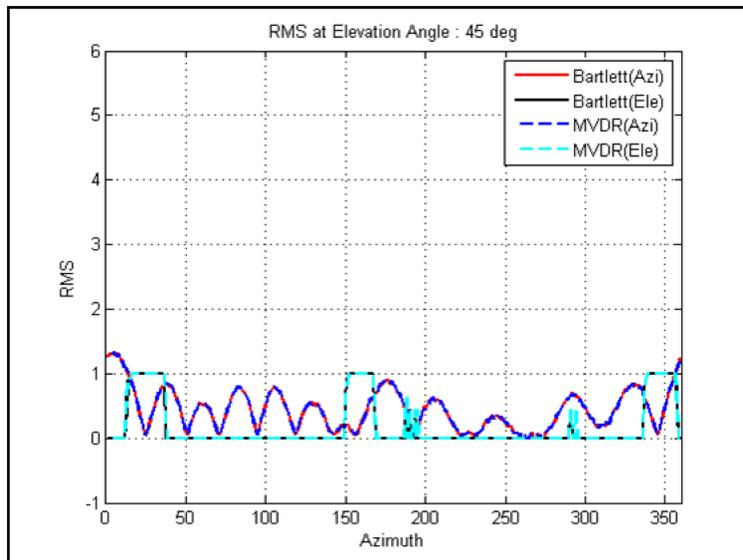


그림 5-24. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 45°)

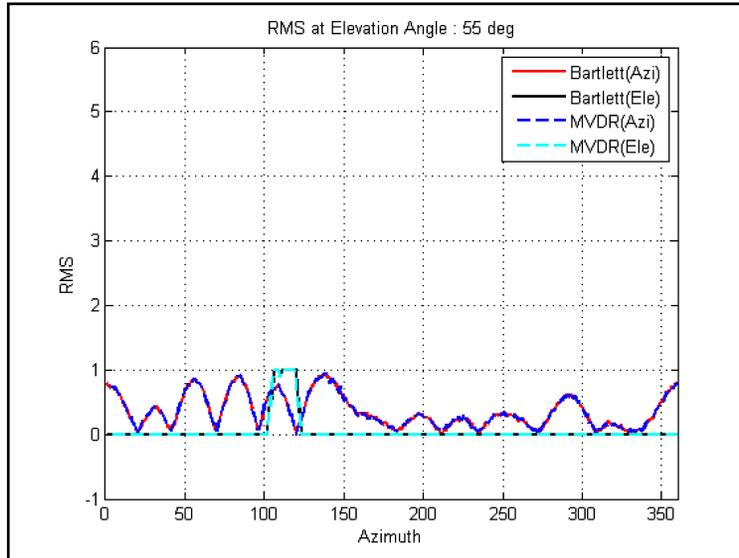


그림 5-25. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 55°)

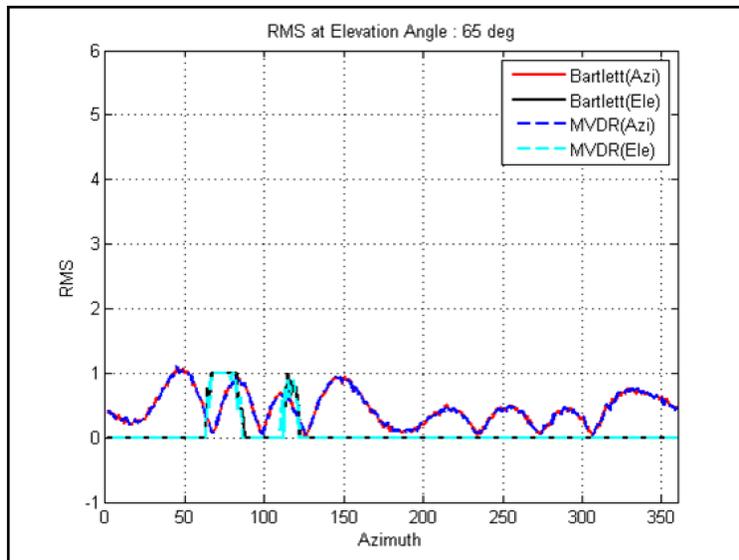


그림 5-26. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 65°)

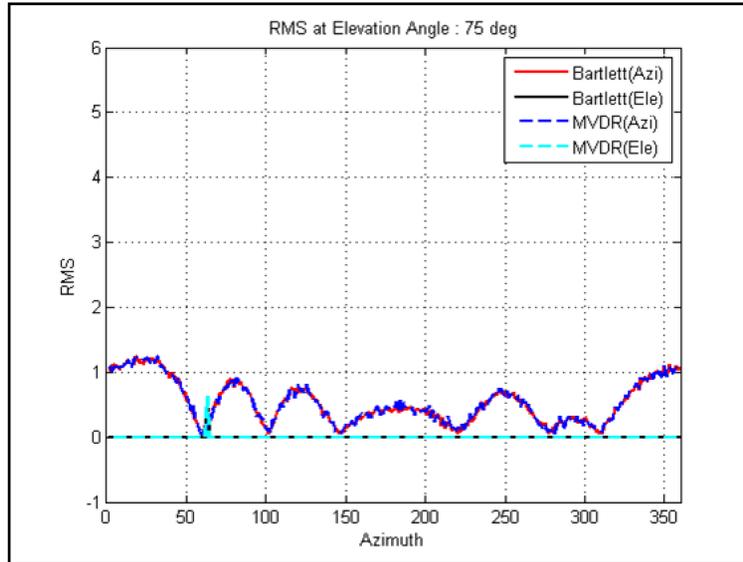


그림 5-27. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 75°)

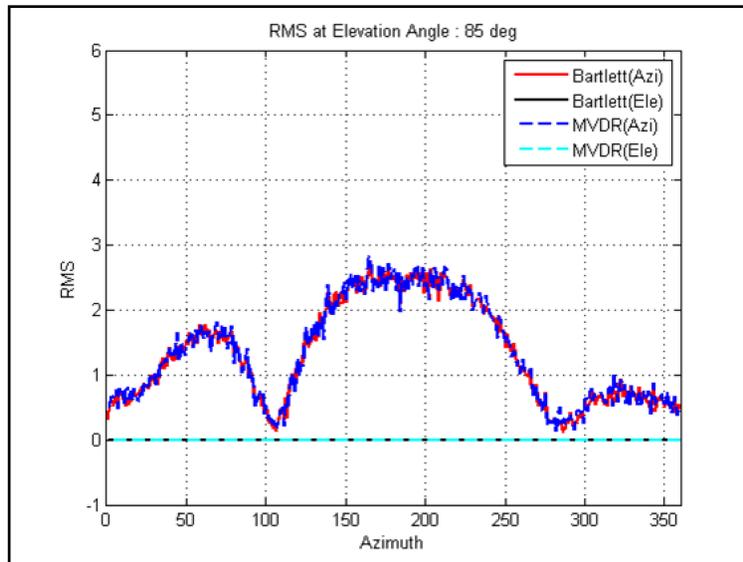


그림 5-28. RMS 오차(재밍 신호 도래 고각 : 85°)

위의 그림에서 빨간 실선과 검은 실선은 conventional 빔형성 기법의 방위각, 고각의 정확도이며 파란 점선과 청록색의 점선은 MVDR 기법의 방위각, 고각의 정확도이다. 방위각과 고각을 동시에 추정할 때 방위각의 정확도는 약 1° 정도이며 고각이 85° 일 때 방위각의 정확도가 2.5° 정도로 떨어진다. 이는 조향 벡터(steering vector)를 만들 때 방위각과 관련된 조향벡터의 성분에 $\cos\phi$ (ϕ 는 고각)를 곱해주는데 고각일수록 $\cos\phi$ 가 0에 가까워져서 잡음에 민감해지기 때문이다.

고각이 증가할수록 고각에 대한 추정 정확도가 높아지며 conventional 기법과 MVDR 기법의 정확도가 비슷함을 확인할 수 있다.

V.2.3.2 반송파 대 잡음 밀도비(C/N0)

재밍 신호가 입사할 때 GPS 수신기가 GPS 신호를 지속 추적하기 위해서는 높은 C/N0를 유지하는 것이 중요하다. 단일 안테나 GPS 수신기의 경우 재밍 신호가 없을 때 C/N0는 40 dB-Hz이며 재밍 신호가 존재하는 경우 C/N0는 33 dB-Hz를 갖는다. 또한 배열 안테나를 이용하고 재밍 신호가 없을 때 C/N0는 50 dB-Hz가 된다. 배열 안테나를 이용하고 재밍 신호가 있을 때 C/N0는 아래의 표와 같다. 재밍 신호를 GPS 신호와 인접한 경우와 인접하지 않은 경우에 대하여 C/N0를 계산하였으며, 인접한 경우는 재밍 신호의 방향이 GPS 신호의 메인 빔에 포함된 경우이며 비인접한 경우는 재밍 신호의 방향이 GPS 신호의 메인 빔이 아닌 side 빔에 포함된 경우이다.

구 분		안테나 이득(Gain)		C/N0
		GPS 신호 (도래방향)	재밍 신호 (도래방향)	
신호 비인접	Bartlett(2D)	10 dB (30°)	-9 dB (80°)	48 dB-Hz
	MVDR(2D)	0 dB (30°)	-27 dB (80°)	49.67 dB-Hz
	Bartlett(3D)	10 dB (87°, 18°)	-9.12 dB (210°, 50°)	49.17 dB-Hz
	MVDR(3D)	0 dB (87°, 18°)	-22.91 dB (210°, 50°)	49.44 dB-Hz
신호 인접	Bartlett(2D)	10 dB (30°)	6.12 dB (40°)	38.15 dB-Hz
	MVDR(2D)	0 dB (30°)	-26.05 dB (40°)	49.77 dB-Hz
	Bartlett(3D)	10 dB (87°, 18°)	7.25 dB (97°, 10°)	36.86 dB-Hz
	MVDR(3D)	0 dB (87°, 18°)	-18.05 dB (97°, 10°)	50.6 dB-Hz

표 5-3. 재밍 신호 방향에 따른 C/N0 계산 결과

위의 표에서 재밍 신호가 GPS 신호에 비인접한 경우 MVDR 기법을 적용한 C/N0의 값이 conventional 빔형성을 적용한 결과와 거의 비슷하나, 재밍 신호가 GPS 신호에 인접한 경우 MVDR 기법을 적용한 결과가 conventional 빔형성을 적용한 결과보다 매우 큰 값을 가지며 이는 MVDR 알고리즘이 재밍 신호 방향과 무관하게 높은 C/N0를 유지하는데 효과적인 알고리즘이라는 것을 보여준다.

VI. 결론 및 향후 과제

본 논문에서는 신호 처리 분야에서 사용되고 있는 Beamforming/Nulling 기법을 실제 GPS 재밍 환경에 적용하여 GPS 신호에 대하여 빔형성을 하고 재밍 신호에 대하여 Nulling을 함으로써 GPS 신호의 C/N0를 높였고 재밍 신호의 도래 방향에 대하여 추정하였다. 또한, Beamforming/Nulling 기법을 정확도와 C/N0를 근거로 하여 배열 안테나 수신기에 효과적인 기법을 분석하였다.

시뮬레이션을 수행하기 위해 단일 안테나에서 GPS 수신기의 Tracking Lock을 잃는 재밍 세기를 계산하였으며 수신기의 안테나 단에서 GPS 신호 보다 400배(26 dB) 이상의 신호가 수신될 때 GPS 수신기가 Tracking Lock을 잃는 것을 알 수 있었다.

또한, 수신기의 안테나 단부터 상관기 후까지의 GPS L1 C/A Code 신호와 재밍 신호의 세기를 구현하였으며 단일 안테나 수신기에서 Tracking Lock을 잃는 재밍 세기를 가지고 Beamforming/Nulling 기법인 Conventional 빔형성 기법과 MVDR 기법으로 GPS 신호를 잃지 않는 C/N0를 유지하고 재밍 신호의 도래 방향에 대하여 추정하였다.

시뮬레이션 결과 Conventional 빔형성 기법과 MVDR 알고리즘 모두 재밍 신호의 방위각과 고각을 추정할 수 있었다. 하지만, 두 기법의 성능을 정확도와 C/N0 측면에서 비교했을 때 정확도는 두 기법이 모두 비슷하나, C/N0를 유지하는 측면에서 MVDR 기법이 Conventional 빔형성 기법보다 배열 안테나를 이용한 수신기에 효과적인 기법임을 확인할 수 있었다.

실제 GPS 환경과 같이 4개의 GPS L1 C/A 코드의 신호와 1개의 CW 재밍 신호를 가정한 상태에서 신호의 세기만을 구현하여 시뮬레이션을 수행하였다. 신호의 세기만 가지고 시뮬레이션을 구현하였기 때문에 C/A 코드가 변조된 신호에 대하여 beamforming/nulling 효과에 대한 연구와 시뮬레이션 결과 재밍 신호의 도래 방향에 대한 추정 정확도가 떨어지기 때문에 추정 정확도를 향상시키기 위한 알고리즘 연구가 필요하며 재밍 신호가 1개의 CW 재밍 신호가 아니고 협대역, 광대역 재밍 등 다중의 재밍 신호가 입사될 수도 있기 때문에 다중 신호의 도래 방향에 대한 알고리즘 연구가 필요하다.

VII. 참고 문헌

- [1] Parkinson, B. W., Spilker, J. J., Global Positioning System: Theory and Applications Volume 1, American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc., Washington, DC, 1st ed., 1996
- [2] Mitch, R. H., Dougherty, R. C., Psiaki, M. L., Powell, S. P., O' Hanlon, B. W., Bhatti, J. A., Humphreys, T. E., "Signal Characteristics of Civil GPS Jammers," ION GNSS, 2011
- [3] Are Cheap GPS Jammers Bringing Air Traffic Control Offline, <GIZMODO>, 2012/03/19 14:20, <http://gizmodo.com/5894528/are-cheap-gps-jammers-bringing-air-traffic-control-offline> (2012/11/13)
- [4] ICAO 북한 GPS 교란 재발 방지 촉구, <조선일보>, 2012/07/06 15:58, http://biz.chosun.com/site/data/html_dir/2012/07/06/201207061776.html (2012/11/13)
- [5] Kaplan, E. D., Hegarty, C. J., Understanding GPS Principles and Applications, Artech House, Inc., 685 Canton Street Norwood, MA, 2nd ed., 2006
- [6] Hoey, D., Benshoof, P., "Civil GPS Systems and Potential Vulnerabilities," ION GNSS 18th International Technical Meeting of the Satellite Division, September, 2005
- [7] Michael, J., "The Civilian Battlefield, Protecting GNSS Receiver from Interference and Jamming," InsideGNSS, March/April, 2011
- [8] Van Veen, B. D., Buckley, K. M., "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering," IEEE ASSP Magazine, April, 1988

- [9] Lim, D. W., Kang, H. W., Choi, H. H., Lee, S. J., Kim, B. G., Moon, S. W., Hoe, M. B., “TDOA 기법 기반의 광대역 전파위협원 위치추적시스템 구현,” KGS 2012
- [10] Kang, H. W., Lim, D. W., Heo, M. B., “이동하는 전파위협원의 위치 추적 알고리즘 설계,” KGS 2012
- [11] Lee, J. H., Jeong, S. K., Lee, S. U., “간단한 GPS 교란 신호의 방향 파악,” KGS 2012
- [12] Gromov, K. G., “GIDL: Generalized Interference Detection And Localization System,” PhD dissertation, Stanford University, 1998
- [13] Simonsen, K., Crumplar, R., “LOCO GPSI: Detection and Location of GPS Interference/Jamming,” ION GNSS 17th International Technical Meeting of the Satellite Division, September, 2004
- [14] De Lorenzo D. S., “Navigation Accuracy and Interference Rejection For GPS Adaptive Antenna Arrays,” PhD dissertation, Stanford University, 2007
- [15] Xu, Z., Trinkle, M., “Interference Angle of Arrival Estimation within the GNSS Environmental Monitoring System (GEMS) using Adaptive Arrays,” IGNSS Symposium, November, 2011
- [16] Trinkle, M., Cetin, E., Thompson, R. J. R., Dempster, A. G., “Interference Localization within the GNSS Environmental Monitoring System (GEMS) - Initial Field Test Results,” ION GNSS, September, 2012
- [17] Gruber, B., “Global Positioning Systems Directorate : GPS

Program Update to ION GNSS 2012,” ION GNSS, September, 2012

[18] 임성혁, “재밍대응 능력을 갖는 GPS 수신기 설계,” 공학석사 학위논문, 건국대학교, 2005

[19] Ndili, A. N., “Robust GPS Autonomous Signal Quality Monitoring,” PhD dissertation, Stanford University, 1998

[20] 임성혁, “재밍/기만 신호의 종류 및 영향과 대응,” KGS 2012

[21] Bullock, S. R., “Transceiver and Systems Design for Digital Communications,” Noble Publishing, Inc., 2nd ed., 2000

[22] Song, H. K., Lee, S. Y., Lee, S. H., Kim, J. B., Kee, C. D., “Adaptive Arrays를 이용한 GNSS 교란 신호 DOA 추정 가능성 분석,” KGS 2012

[23] 김승일, 정양석, Array Signal Processing: Theory and Applications, 토파민, 서울, 2007

[24] 박광문, “가상확장 배열을 이용한 다중경로파 신호의 도래각 추정에 관한 연구,” 공학박사 학위논문, 충남대학교, 2010

[25] Krim, H., VIBERG, M., “Two Decades of Array Signal Processing Research,” IEEE Signal Processing Magazine, July, 1996

[26] Chen, Y. H., Juang, J. C., De Lorenzo, D. S., Seo, J. W., Akos, D. M., “Real-Time Software Receiver for GPS Controlled Reception Pattern Antenna Array Processing,” 2010

[27] Johnson, D. H., Dudgeon, D. E., Array Signal Processing Concepts and Techniques, Prentice Hall, NJ, 1993

Abstract

A Study on GPS Receiver using Array Antenna under GPS Jamming Environment

Hong-ki Song

School of Mechanical and Aerospace Engineering
Seoul National University

This Paper is a study on maintaining the C/N_0 and estimation of jamming signal's DOA(Direction of Arrival) using Beam-forming/Nulling and selection of effective algorithm for array antenna GPS receiver when array antenna receive one CW jamming signal under multiple GPS signals environment.

If the GPS receiver receive the jamming signal under multiple GPS signals environment, the C/N_0 falls and the GPS receiver loses the tracking lock of the GPS signals. In this paper, I proposed the GPS receiver using array antenna for improving the problem. The GPS receiver using array antenna maintains the C/N_0 for tracking lock of the GPS signals and estimates the jamming signal's DOA through the beamforming/nulling algorithm under the jamming environment.

For verifying the capability of beamforming/nulling and the

possibility of jamming signal' s DOA Estimation using array antenna GPS receiver, I calculated the GPS, jamming and noise power of the antenna and the rear end of correlator and simulated. jamming signal' s power is same the power of losing the tracking lock of the GPS signals in the GPS receiver. I used the conventional beamforming and MVDR(Minimum Variance Distortionless Responses) algorithm. It is possible to strengthen the GPS signal' s C/N0 and estimate the jamming signal' s DOA by using two algorithms.

For selecting the effective algorithm of the two for array antenna GPS receiver, I analyzed the accuracy and C/N0. Two algorithms have similar accuracy. but, MVDR algorithm more effective than conventional beamforming about maintaining the C/N0 irrelevant to jamming signal' s DOA.

When we use the array antenna GPS receiver, it is robust to the GPS jamming signal. if we use two array antenna GPS receivers, we find the jammer' s location. when we construct the surveillance system for anti GPS jamming, I expect that the contents of this paper are used usefully.

Keywords : Beamforming/Nulling, Jamming, Interference, DOA,

Array Antenna, MVDR, Conventional Beamforming

Student Number : 2011-22877