제 출 문

본 보고서를 「위성탑재용 멀티빔형성 신호처리 기술연구」과제의 최종보고서로 제출합니다.

2000. 12. 31

연구책임자 : 김 영 수 (경희대 교수)
연 구 원 : 이 상 윤 (경희대 석사과정)
김 종 욱 (경희대 석사과정)
박 동 순 (경희대 석사과정)

요 약 문

1. **과제명** : **위성탑재용 멀티빔형성 신호처리 기술연구**

2. **연구기간** : 2000년 8월 2일부터 2000년 12월 31일 까지

3. **연구책임자** : 김영수(경희대학교 전자정보학부 교수)

4. **계획대진도**

가. 월별 추진 내용

세 부 내 용	연구자	월별 추진계획					비고
		8	9	10	11	12	
o 관련기술자료 수집 및 조사 (OBP 자료 중심으로)	박동순	〓					
o 기존 위상탑재 안테나의 빔형성 기법고찰 - 성형빔 - 스캐닝빔 - 다중빔	김영수 이상윤	〓	〓				
o 최신 멀티빔 위성탑재 안테나 기술 연구 - 다양한 멀티빔 안테나 특성 비교 - MMIC Phased Array 특성	김영수 박동순 이상윤		〓	〓			

세 부 내 용	연구자	월별 추진계획					비고
		8	9	10	11	12	
o 적응 어레이 안테나의 빔형성 알고리듬 연구 - LCMV - LMS - RLS 등	김영수 이상윤			〓	〓		
o 우수성능 멀티빔 적응 신호처리 알고리듬 개발	김영수				〓	〓	
o 최종보고서	김영수					〓	
분기별 수행진도(%)		40		50		10	

나. 세부 과제별 추진사항

추 진 계 획	추 진 내 용	달성도 (%)	비고
● 관련기술자료 수집 및 조사 (OBP 자료 중심으로)	● IEEE, ITU-R의 논문 및 문헌 분석 ○ 멀티빔 통신위성 안테나 시스템 응용사례 분석 완료	100	

추 진 계 획	추 진 내 용	달성도 (%)	비고
● 기존 위상탑재 안테나의 빔형성 기법고찰 ○ 성형빔 ○ 스캐닝빔 ○ 다중빔	● 위성탑재 지향성 안테나의 장.단점 비교분석 완료 ○ 시스템용량 증대요인 파악 ○ 광역 커버리지 효과 증대 파악 ○ 하향링크: 20dB 향상⇒ 안테나 크기 1/ 10 감소 ○ 시스템의 복잡성, 빔간 간섭 초래 ○ 빔간 상호접속 기능 필요 ○ 복합안테나 사용권고 (반사판 안테나 + 위상배열 안테나) ○ 멀티 직교빔 형성기법 파악	100	
● 최신 멀티빔 위성탑재 안테나 기술 연구 ○ 다양한 멀티빔 안테나 특성비교 ○ MMIC Phased Array 특성	● 멀티빔 통신위성 안테나의 종류 및 특성 분석 완료 ○ 단일반사판 멀티빔 시스템 : INTELSAT Ⅴ & Ⅶ ○ 성형반사판 시스템의 설계과정 고찰 : 일본의 CS위성 ○ 능동위상 어레이 시스템 : MMIC기술 이용하여 소형.경량화 실현 (Ku 대역) ○ 위상어레이-이중반사판 시스템 특성기술	100	

추 진 계 획	추 진 내 용	달성도 (%)	비고
● 적응 어레이 안테나의 빔형성 알고리듬 연구 ○ LCMV ○ LMS ○ RLS 등	● 채널통과 신호 생성 시뮬레이터 제작(S/W)완료 ○ MATLAB 프로그램 작성 완료 ○ 간섭제거용 S/W 기능 추가 ● 적응 어레이 안테나의 빔형성 기법 특성 분석 완료 ○ Frost Beamformer 구현 (선형제한 LMS 알고리즘) ○ 통계적 특성비교 : 컴퓨터 모의 실험 ● 간섭제거 빔형성기의 특성분석 완료 ○ MMSE 기준 ○ SNR 기준 ○ MVDR 기준 ○ ML 기준	100	
● 우수성능 멀티빔 적응신호처리 알고리듬 개발	● 신호부각법(SE)이론 개발 및 장단점비교분석 ● 적응빔 형성기에 적용하는 방법 개발 ● SE을 결합한 LCLMS 방법 개발 (LCLMS-SE) ○ 기존 Frost Beamfomer 보다 월등한 간섭제거 효과 제공 ○ 다양한 조건하에서의 컴퓨터 모의 실험 및 결과 비교분석	100	

5. 연구결과

- 멀티빔 위성 시스템의 특성분석.
  - 단일빔 위성과 멀티빔 위성의 장단점 비교 분석.

- 멀티빔, 성형빔, 스캐닝빔의 특성 비교분석.

- 최신 멀티빔 안테나 종류 및 특성 비교분석.
  - 성형빔 어레이、단일 반사판 안테나 특성 및 설계 파라미터 분석.
  - 성형 반사판 안테나 시스템 특성 분석.
  - 능동 위상 배열 안테나의 구조 및 특성 분석.

- 간섭제거용 적응빔 형성 알고리듬 종류 및 특성 비교분석.
  - Maximum SNR 알고리듬 유도 및 통계적 특성.
  - Maximum Likelihood 알고리듬 유도 및 장단점 분석.
  - Minimum Variance 알고리듬 유도.

- 적응 어레이 안테나의 빔형성 알고리듬의 컴퓨터 모의실험 및 결과 분석.
  - Simulator 제작 (MATLAB 이용).
  - 각 알고리듬의 MATLAB 프로그래밍 (LCLMS, LCMV 등).
  - 통계적 성능 조사 및 비교 분석.
- 멀티빔 형성 시스템 구성 방법 및 신호처리 시스템의 세부 구조 제시.
- 우수 성능 멀티빔 적응신호처리 알고리듬 개발.

6. 기대효과

- 위성 통신 자원 이용 효율의 극대화.
- 향후 위성전파 감시 시스템 구축 및 시스템 개발시 기초자료로

활용.

- 우주 전파감시분야에서 선진국으로 도약할 수 있는 기반구축.
- 차세대 이동통신과 연동이 가능한 위성 중계기기반기술 확보.
- 적응형 기술을 통한 위성망 관리 용이성 및 전송 용량 증대.
- 광대역 위성 초고속 통신망을 이용하여 기하급수적으로 증가. 하는 멀티미디어 서비스에 대한 요구 충족.

7. 기자재 사용내역

시설장비명	사용내용	보유현황	비 고
PC-펜티엄III	시뮬레이션	5	
PC-펜티엄	시뮬레이션	2	
Laser printer	하드웨어측정용	1	
PC-31 DSP Board	실시간 처리용	5	
스펙트럼 분석기	하드웨어 측정용	1	
MATLAB 5.3	시뮬레이션	1	
Code Composer (H/W, S/W)	시뮬레이션	2	
HyperSignal(S/W)	시뮬레이션	1	

8. 기타사항

- 본 연구를 통하여 새로운 멀티빔형성 적응 알고리듬을 개발하였으며 연구결과를 더욱 개선하여 국내/국제 학술지에 발표예정.

Summary

1. Objective and Importance of Research

Today's communication satellites are called transparent because they only transfer the arriving signals to a different frequency, amplify and without further changes emit them. To respond to a bigger user group, we have to accomplish a way of letting smaller and more inexpensive each station with small antennas and low transmission power have access to the satellite system. The low power uplink has to be compensated inside the system to ensure the proposed transmission quality. This compensation can be achieved with the same transmission power by decreasing the beam zone. To serve the same area, it has to be splitted into spots and the use of multibeam antennas with a switching satellite must be made. The move to on-board processing satellite communications to serve the internetworking needs of distant small earth terminals for personal/mobile communications and private business networks becomes more and more justified whenever terrestrial links become scarce or expensive or fault prone.

The development of multibeam antenna technology has led to significant increases in the capacity of communications satellites. These technologies will improve operational flexibility, increase overall capacity, and make better use of scarce mass and power resources of the satellite.

In this research, the characteristics of several multibeam communication satellites antennas have been analyzed and a new multi-beamforming algorithm for suppressing interference coming from the other directions has been developed and verified through the computer simulations.

2. Contents and Scope of Research

- Introduction to beamforming techniques for multibeam communications satellite antennas. (e. g. , shaped beam, scanning beam, beamforming)
- Review of the different design technologies for reflector systems, active phased arrays, dual reflector systems.
- Performance analysis and theoretical derivation of several adaptive beamforming algorithms with different performance measure.
- Development of a new adaptive beamforming algorithm.
- Proposition of a new array system structure for implementing the proposed algorithm.

3. Research Results

- Illustration of performance improvement in the multibeam communication satellite systems compared with the conventional satellite system.
- Introduction to generation techniques of multibeam such as

shaped-beam, scanning-beam and adaptive beamforming.

- Performance analysis of four adaptive beamforming methods using different criteria.
- Development of a new adaptive beamforming algorithm called LCMV-SE (Linearly Constrained Minimum Variance in conjunction with Signal Enhancement).
- Verification of LCMV-SE algorithm through computer simulations.
- Proposition of the structure of adaptive array processor for generating multibeam.

4. Applications and Expected Contribution

- Be used as key technologies for development of multibeam communication satellite array antennas to improve the system capacity and the quality of communications.
- Be applicable to the smart antenna technologies.
- Be applicable to the construction of the space-monitoring system for monitoring the quality of satellite communication services.

목　　차

표 목 차

그 림 목 차

제 1 장 서 론

국제 위성통신망이 지속적으로 발전하고 있으며 많은 자국 및 지역 위성통신과 방송망이 출현하였거나 계획 중에 있고, 국내에서도 무궁화 위성망이 운용 중에 있어서, 국내외의 위성 통신 및 방송 수요는 비약적으로 확대되고 있다. 현재 급증하는 위성 수에 따라 위성 궤도가 부족하고 주파수 자원이 고갈되고 있는 상황이다. 통신위성의 효율성과 시스템 성능을 향상시키기 위하여 위성탑재 신호처리(OBP) 기술이 핵심기술로 등장하여 미국, 유럽, 일본을 중심으로 연구 중에 있다. 현재 기술 개발용 실험위성 시스템으로 이탈리아의 ITALSAT(1991), NASA의 ACTS (1993), 일본의 ETS-VI(1995), COMETS(1998) 등이 있고, 1990년대 말에서 2000년대 초반 범 세계적인 이동위성 통신망, 초고속위성 통신망에 사용되는 위성들을 비롯하여 향후 발사되는 대부분의 위성에는 OBP 기능을 보유할 것으로 기대된다.

OBP 기술이란 기존 위성통신 시스템의 수동적 중계 기능 이외에 멀티빔 어레이 안테나, 복조/재변조, 복호/부호화 및 에러정정, 중계기 및 빔간의 상호 연결/절체, 클럭 생성 및 복구, 채널의 동기화/등화, 간섭신호 검출 및 제거 등의 새로운 기능이 부가되어 능동적 중계를 가능하게 함으로써 통신품질의 향상, 통신링크 전송효율의 개선, 전송용량 증대, 동적인 망 재구성 및 Sorting/Routing/Message 분배 능력 확보 등 매우 많은 장점을 갖는 중요한 차세대 위성 중계 기술이다.

위성통신 기술의 발전 추세는 지구국의 초소형 경량화, 위성의 대형 복합화, 한정된 주파수 및 궤도 자원의 효율적 이용, 위성채널 이용효율의 극대화 등으로 향하고 있으며 OBP 기술의 개발이 요구되고있다. 타 통신망 간 연결의 융통성 확보, 위성망 관리 용이성 및 전송

용량 증대로 인한 비용의 절감효과, OBP 기술 관련 수입 대체 및 수출 기대 효과 등을 고려할 때 OBP 기술 개발이 필수적이다. OBP 기술은 특히 B-ISDN 및 초고속 정보 통신망에서 위성의 활용과 위성을 이용한 PCN망 구축을 위해서는 필수 불가결한 기술로서 차세대 무궁화 위성 등에서의 기술 활용을 위하여 연구 개발이 필요하다.

멀티빔 안테나 기술을 개발하기 위한 노력이 지난 수년간 전 세계적으로 이루어져 왔으며 그에 따른 통신위성의 전송용량이 증대되고 통신품질이 향상되어 왔다. 기존에는 용량증대효과를 달성하기 위하여 반사판을 사용하였으나 최근에는 printed-circuit 안테나 및 GaAs MMIC의 출현으로 위성탑재용 멀티빔 안테나는 능동위상배열 안테나가 유망한 시스템으로 대두되고 있는데 이는 운용상의 유연성을 확보할 수 있다는 큰 장점 때문이다. 미래의 고용량 위성용 위성안테나 개발은 현재 연구 개발되고 있으며 위성의 성능과 유연성을 증대시킬 수 있는 멀티빔 안테나 개발이 주요 연구테마가 되어가는 추세이다. 특히 프린트-기판 반사판을 이용한 능동위상배열 안테나는 다중도약, 스캐닝 및 재구성할 수 있는 빔 성형을 제공할 뿐만 아니라 가볍고 고성능 안테나 구조를 가지고 있으므로 매우 유망한 시스템으로 각광받고 있다.

위성탑재 시스템의 멀티빔 형성 기법으로는 RF단에서 반사판 및 위상 배열 안테나를 이용하여 빔 성형 및 다중빔을 만드는 방법과 기저대역에서 디지털 신호처리 기술을 이용하여 멀티빔을 형성하는 방법이 고려될 수 있다. 본 연구에서는 IF 혹은 기저대역에서 적응 신호처리 기법을 이용한 멀티빔 형성 알고리듬을 개발하고 이를 구현하기 위한 시스템 구성 방법을 제안하고자 하였다. 단순 중계 기능을 갖는 기존 위성 시스템과 멀티빔 위성 시스템의 특성을 비교하고, 최신 멀티빔 위성 안테나의 종류 및 특성을 비교 분석하였으며, 간섭제

거용 빔 형성 알고리듬을 이론적으로 유도하였다. Frost 빔 형성기를 기반으로 한 적응 빔 형성 알고리듬의 종류 및 특성 비교와 컴퓨터 모의 실험을 통한 결과를 분석하였고 이러한 결과를 토대로 하여 신호부각법을 이용한 우수 성능 멀티빔 형성 알고리듬 및 시스템 구성 방법을 제안하였다.

아울러 멀티빔 위성 어레이 안테나의 상/하향링크에서의 효율적인 시스템 구성 방안을 검토하였으며, 적응 어레이 프로세서를 이용한 시스템 구성 방법을 제안하였는데 이는 빔패턴을 변경할 수 있을 뿐만 아니라, 시변채널에 능동적으로 적응할 수 있으므로 다른 방향으로부터 입사하는 간섭신호를 감소시킬 수 있기 때문이다.

제 2 장 멀티빔 위성 시스템의 특성 및 빔형성 기법

본 장에서는 참고문헌 [2.1]의 내용을 중심으로 멀티빔 위성의 장단점과 멀티빔 안테나의 빔형성 기술에 관하여 간략하게 고찰하고자 한다.

멀티빔 위성은 두 커버리지를 최적화 시킬 수 있으며 여러개의 빔들을 병렬로 배치하면 각 빔들은 빔 폭이 감소함에 따라 안테나 이득이 증가하게 되고, 위성 커버리지도 증가하게 된다. 빔 수가 증가할수록 성능이 향상되지만, 안테나 기술과 위성 무게에 의하여 제한을 받을 뿐만 아니라 빔 수가 증가하면 위성이 복잡하게 되기 때문이다.

제 1 절 멀티빔 위성의 특징

참고문헌 [2.1]에서 광역 커버리지인 경우($\theta_{3dB} = 17.5°$)와 여러개의 협대역빔($\theta_{3dB} = 1.75°$)을 사용하였을 경우에 상향링크의 경우, 위성 수신 안테나의 이득이 20 dB 향상되며 하향링크의 경우 위성송신 이득이 20 dB 향상되는 효과가 있음을 보여주고 있다. 예를 들어, $(G/T)_{station}$ 과 $(EIRP)_{station}$ 에서 $20dB$ 감소하면 안테나 크기는 $1/10$로 감소하게 되며 (대략, 30m에서 3m로), 이에 따라 지구국 비용도 10 M$에서 50 k$로 감소하게 된다. 만약에 동일한 지구국을 사용한다면, C/N_0가 증가하게 되어 대역폭이 충분하고 일정수준의 신호 품질로 전송하는 경우, 위성용량이 증가하게 되는 장점이 있다.

반면에 다중빔 위성 시스템의 단점은 다음과 같다[2.1].

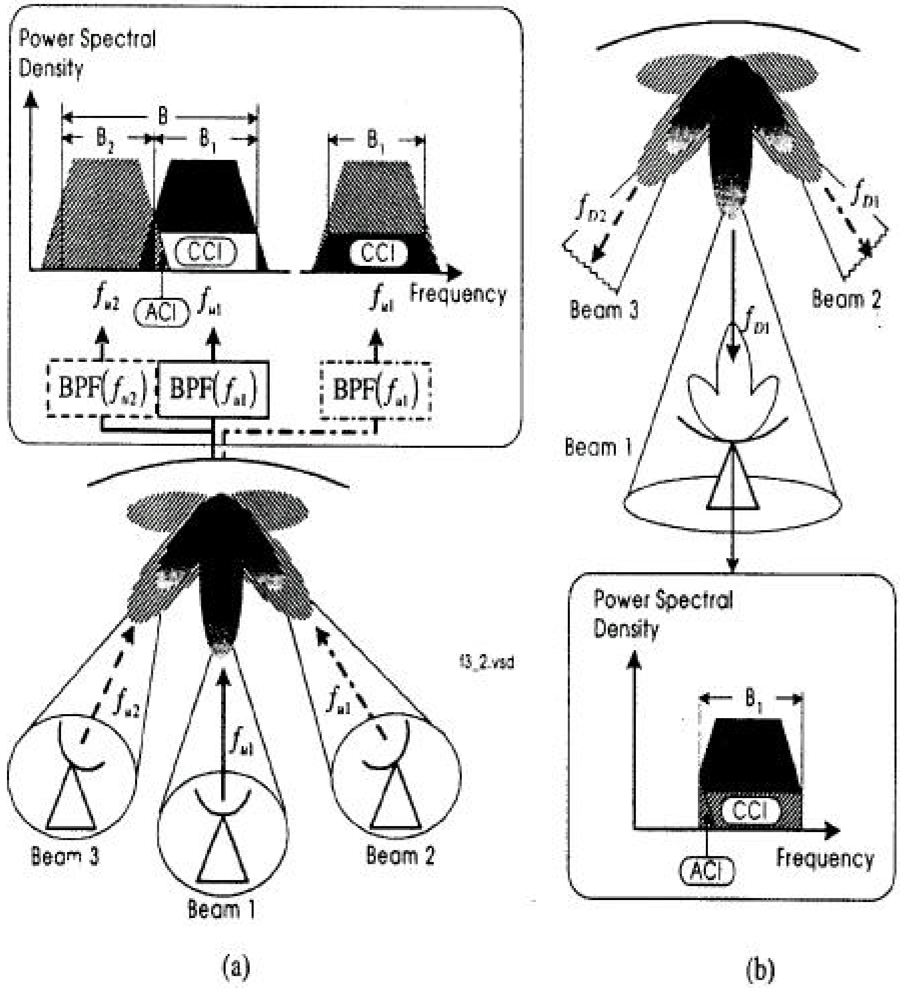
(그림 2.1)은 다중빔 위성 시스템에서 빔간 간섭 발생을 보여주고

있으며 할당된 대역폭 B를 두 개의 서브 대역 B_1과 B_2으로 구분한다. 세 개의 빔을 사용할 경우에 빔 1과 2는 동일 대역인 B_1을, 빔 3는 대역 B_2를 사용하고 있다.

(그림 2.1a)의 상향링크에서, 빔 2의 기지국에서 송신한 대역폭 B_1을 갖는 f_{v1}의 반송파는, 작지만 약간의 이득을 갖고 있는 빔1의 부엽을 통하여 수신되므로 빔 1 지구국이 송신한 동일 주파수인 반송파 스펙트럼에 중첩된다. 따라서, 빔 2 반송파는 빔 1 반송파 스펙트럼에 간섭 잡음으로 나타나게 되어 동일채널간섭 (CCI : Co-Channel Interference)을 발생시킴을 알 수 있다. 빔 3 지구국이 송신한 주파수 f_{v2}인 반송파 전력의 일부가 채널을 정의하기 위한 여파 과정 중에 반송파 f_{v1}이 차지하는 채널을 침범함으로써 인접채널간섭 (ACI : Adjacent Channel Interference)을 발생시킨다.

하향링크의 경우에, 빔 1 지구국은 안테나 주엽을 통하여 최대 이득으로 반송파 f_{D1}을 수신하며 이 반송파 스펙트럼에는 상향링크 상의 ACI 및 CCI 잡음 스펙트럼 및 빔 2의 부엽으로 송신되는 f_{D1} 반송파의 작은 전력이 중첩될 수 있다.

일반적으로 간섭 효과는 열잡음의 증가로 나타나며 $(C/N_0)_I$에 포함된다. 다중빔 위성 링크에서 간섭 잡음의 영향은 일반적으로 전체 잡음의 40%에 해당되는 것으로 알려져 있다.

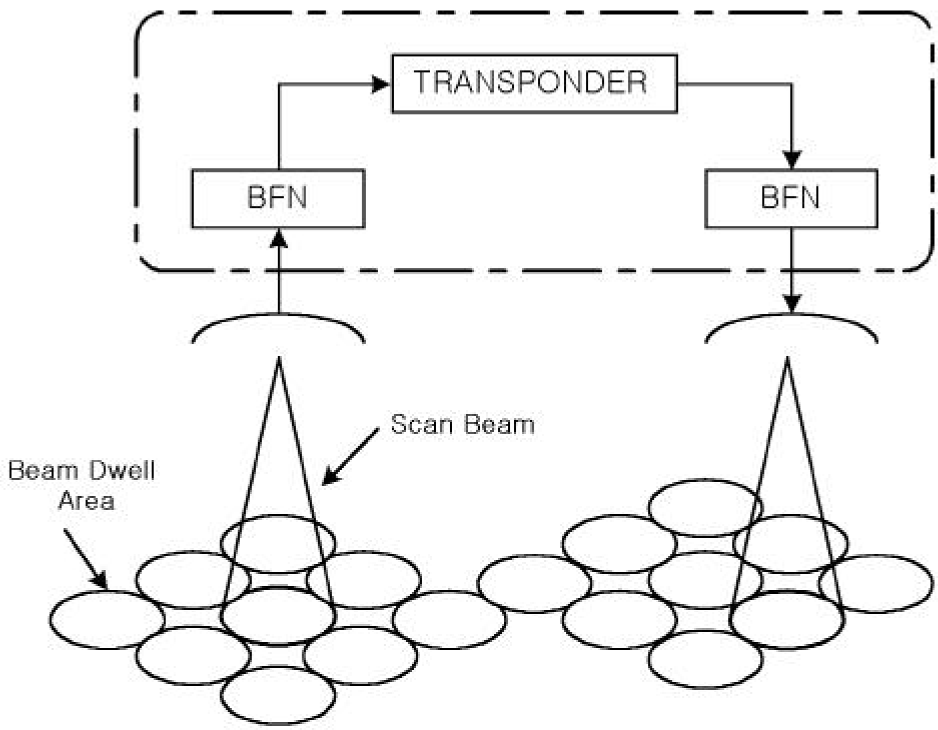


(그림 2.1) **다중빔 위성에서의 빔간 간섭** :
(a) **상향링크** (b) **하향링크** [2.1]

다중빔 위성 시스템은 모든 지구국을 상호 연결하여 커버리지 영역을 상호 접속시킬 수 있어야 한다. 그리하여 다중빔 위성 안테나 서브시스템에 상호 접속을 위한 기능이 추가되어야 하며 다중빔 위성 안테나 서브시스템만으로도 단일 빔 위성보다 복잡하므로, 커버리지

영역간의 상호접속을 위한 기능 추가에 의하여 복잡성은 더욱 증가한다는 단점이 있다.

재래중계기를 사용하는 경우, 커버리지 영역의 상호 접속을 위하여 다음의 세 가지 기술이 있다.



(그림 2.2) 스캐닝 빔에 의한 상호접속

빔 스캐닝에 의한 상호접속은 위성탑재 안테나 시스템의 일부인 빔 형성 네트워크에 의하여 조정된다.

빔 스캐닝 안테나는 고이득 위성 송수신 안테나로 상대적으로 작은 지구국 안테나를 사용할 수 있고, 공간 분리에 의한 주파수 재사용이 가능한 스캔 빔 안테나 시스템은 (그림 2.2)와 같이 빔 폭이 좁은 고이득 안테나 빔의 방향이 원하는 지역으로 원격 조종될 수 있도록 하

거나, 주기적으로 변화되도록 하는 시스템이다.

Ka 대역에서 사용 중인 위성 안테나 시스템은 NASA의 ACTS가 있으며, 기계적으로 빔의 방향을 조종할 수 있는 반사판 안테나와 초고속 스위치로 구성된 다중빔 안테나 시스템을 이용하여 2개의 스캔 구역과 13개의 격리된 지역에 대한 도약 빔과 1개의 조종 빔을 형성할 수 있도록 구성되어 있다.

또한 전기적으로 안테나 빔의 방향을 조종 또는 스캔할 수 있는 위상 배열 안테나 시스템은 현재 S 대역에서 NASA에서 사용 중인 TDRSS와 일본의 ETS-VI가 있다.

제 2 절 배열 안테나의 빔형성 종류

위성 통신을 하기 위한 서비스 영역 내에서 좁은 스팟 빔을 움직이게 하여 전체 서비스 영역을 커버하는 기능이 부과된 스캐닝 빔이 있고, 빔의 방향이 움직이지 않는 고정 빔이 있다. 여러 개의 고 이득 좁은 고정 빔을 이용하여 넓은 지역 내에서 주파수 재사용을 할 수 있다.

하나의 안테나로 여러 개의 빔이 주사 될 수 있는데, 단일 빔은 하나의 안테나로 빔이 하나 만들어지는 것이고, 다중빔은 하나의 안테나에서 여러 개의 빔이 주사되는 것으로 각 빔들은 입력 (또는 출력) 포트와 일대일 대응이 된다. 이때 일대일 대응된 각 빔들은 스위치 매트릭스를 사용하여 서로 간의 고속 통신이 가능하도록 할 수 있다 [2.1].

1. 성형빔

성형빔은 원하는 지역 내에 신호를 강하게 보내기 위해서 빔의 단

면 모양이 성형된 것을 의미한다. 성형빔의 첫 번째 단계는 타원 빔으로 단순한 형태이며, 무궁화 위성의 방송용 빔 커버리지가 타원 빔으로 되어있다. 그러나 타원 빔으로는 복잡한 지역을 모두 만족할 수 없기 때문에 복잡한 지역 내에서 이득을 만족시키기 위해서 성형빔을 만들 수 있는 안테나를 사용한다.

일반적으로 국가의 형태가 기하학적으로 복잡할 경우 성형빔을 사용하는데, 일본 열도처럼 긴 영역을 커버하기 위해서 성형빔 안테나를 사용한다. EUTELSAT Ⅱ 위성에서는 두 개의 서로 다른 커버리지를 안테나의 급전 스위치를 사용하여 구성한다. 빔을 바꾸기 위해서, 즉 빔을 재구성할 수 있는 기능이 부과되었는데 세 개의 전력 분배기와 위상 변환기들을 선택함으로써 조절할 수 있다.

빔을 성형하기 위해서 두 가지의 방법을 사용한다. 첫 번째는 하나의 급전기로부터 나온 신호를 성형된 반사판을 이용하여 구현하는 방법이다. 두 가지로 성형 반사판을 만들 수 있는데 하나는 반사판 형태를 성형하는 것과 또 다른 방법은 포면에 굴곡을 두는 방법이 있다. 형태를 성형하는 것이 간단한 방법인데, 무궁화 위성 1, 2호에서 사용된 타원 빔을 만들기 위해서 타원 개구면에 타원 급전 혼을 이용하여 만들었다. 그러나 이 방법은 구현이 쉬운 반면에 복잡한 지역을 만족하기는 성형빔을 만들기가 어렵다.

두 번째 방법으로는 배열 안테나를 사용하는 것으로 복잡한 빔 성형에 적합하고, 빔을 재구성할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 배열 소자의 수가 많아지고, 복잡하며 급전 손실이 크다는 단점도 갖고 있다. 또한 배열 안테나가 급전기로 사용할 경우 spill-over 손실이 증가한다.

앞에서 언급한 두 가지 방법을 복합한, 성형된 반사판에 소자 수가 적은 급전 배열 소자를 사용할 경우 두 번째 방법의 단점을 줄일 수

있다.

2. 다중빔

단일 빔과는 달리 다중빔 안테나는 여러 개의 빔들이 각자 독립된 포트를 가지고 있으며 각각의 빔들은 포트들과 일대일 대응으로 연결되어 있다. 다중빔은 크게 separated multiple beam, contiguous beam과 beam lattice 3 가지의 형태로 분리할 수 있다. 동일한 주파수의 다중빔을 사용하기 위해서는 빔간의 간섭이 없어야 하는데 일반적으로 부엽파 레벨과 빔간의 간섭을 약 -30 dB 이하로 하고 있다. 이는 전력면에서 1/1000배를 의미한다.

기본 패턴에서 빔 수가 많아지면, 즉 주파수분배를 많이 한다는 것을 뜻하는데 이럴 경우 시스템에서 동일 주파수를 사용하는 빔간의 거리가 멀어지기 때문에 간섭은 감소하게 된다. 그러나 사용 대역 면에서는 빔 당 용량은 감소하게 된다.

3. 스캐닝 빔

넓은 지역을 커버하기 위해서 빔을 배열하여 주파수 재사용을 하는 다중빔을 이용하는 것과는 달리 트래픽 밀도가 균일하지 않는 서비스 지역간을 보다 효과적으로 연결하기 위해서 안테나 빔을 순차적으로 스캔할 수 있도록 하는 기능이 요구되기도 한다.

일정하지 않은 트래픽 밀도를 효과적으로 연결하기 위해서 두 가지 방법이 있을 수 있다. 하나는 빔의 거주 시간을 조정하는 것이고 또 다른 방법은 거주되는 빔의 전력을 조절하는 것이다. 이 두가지 방법은 앞으로 언급될 안테나 구현 방법에 따라 결정 될 수 있다.

스캐닝 빔 안테나 구현 방법은 앞 절에서 언급한 다중빔 안테나 구현 방법과 유사하며, 높은 주파수 대역에서 스캐닝 안테나는 반사판

안테나와 위상 배열 안테나를 사용하여 구현할 수 있다. 반사판 안테나인 경우는 급전 회로에서 스위칭 회로를 둔다. 그리고 스캐닝 지역이 좁은 경우는 반사판 안테나의 단점과 위상 배열 안테나의 단점을 보완하여 반사판 안테나에 위상 배열 안테나를 급전 시스템으로 사용하는 복합 안테나가 제시되고 있다.

제 3 장 멀티빔 통신위성 안테나

과거 25년에 걸쳐서 상업용 통신위성의 용량을 증대시키기 위하여 위성탑재 안테나 시스템에 대한 연구개발이 계속 진행되어 왔다. 차세대 위성은 새로 대두되는 대안기술에 대응하기 위하여 용량 증대 및 성능 개선과 관련된 보다 진보된 기술들을 접목하는 방향으로 개발이 추진될 것이다. 과거에는 공간 혹은 편파 분리를 통하여 주파수 재사용이 가능한 다중 커버리지 빔을 제공하는 안테나를 사용하여 왔으며 향후에도 용량 증대를 위한 기술이 더욱 필요할 것이다. 이러한 차세대 기술에 대한 요구는 다중스캐닝, 호핑 혹은 빔 형태를 재구성할 수 있는 시스템 즉 유연성(flexibility)을 제공할 수 있는 위성 안테나의 설계가 더욱 더 필요한 상황으로 발전되고 있는 추세이다.

이러한 결과는 무게와 전력 같은 근본적인 시스템 파라미터 값을 변화시키지 않고 성능을 개선할 수 있는 복잡한 시스템이 될 것이다. 위성 안테나는 단순한 무지향성 다이폴 안테나부터 용량 증대를 위한 빔간의 주파수 재사용이 가능한 다중빔 이중 편파 배열안테나까지 점차적으로 발전되고 있다.

비록 다중빔 안테나를 통한 주파수 재사용 개념이 수년에 걸쳐 존재하였지만, 1975년의 INTELSAT IV-A까지는 상업용 위성에서는 구현되지 않았다. 이전에 INTELSAT 위성은 지구를 커버하기 위하여 무지향성 안테나를 사용하였다. INTELSAT IV-A는 27dB 공간 이격 혹은 부엽을 갖는 두 개의 반지구 커버 빔을 사용하여 2중 주파수 재사용 성능을 제공하였다. 1981년에 INTELSAT V는 편파와 공간 이격을 이용하여 4배의 주파수 재사용을 제공하였으며 1989년에는 주파수 재사용을 6배로 가능케 하였다. 다중빔 형태의 INTELSAT 시스템 외에 다른 시스템들도 편파와 공간 이격을 통하여 다중 스팟

빔을 사용한다. NASA의 ACTS 위성이 그러한 예로써, 많은 인접 스팟 빔을 이용하여 미국 전역을 커버할 것이며 ItalSat은 Italy에 대하여 다중빔 커버리지를 제공할 것이다.

기존 수동 어레이 반사판 시스템이 많은 빔을 발생시키고 요구에 따라 빔 모양을 재구성하기에는 복잡성과 효율성 면에서 한계에 도달하였고 고출력 레벨에서 3-4dB 만큼의 손실을 갖을 수 있다. 이러한 효율성 문제를 극복하기 위하여 능동위상배열 안테나가 대두되기 시작하였다.

고효율 solid-state 전력 증폭기를 이용하여 배열 안테나를 설계하면 직접적인 방사 혹은 이중 반사판 시스템에 대한 피드(feed)로서 동작할 수 있다. 이러한 재구성 성질이 능동위상어레이가 스캐닝 혹은 호핑 빔 시스템으로 사용될 수 있는 계기를 마련하였다.

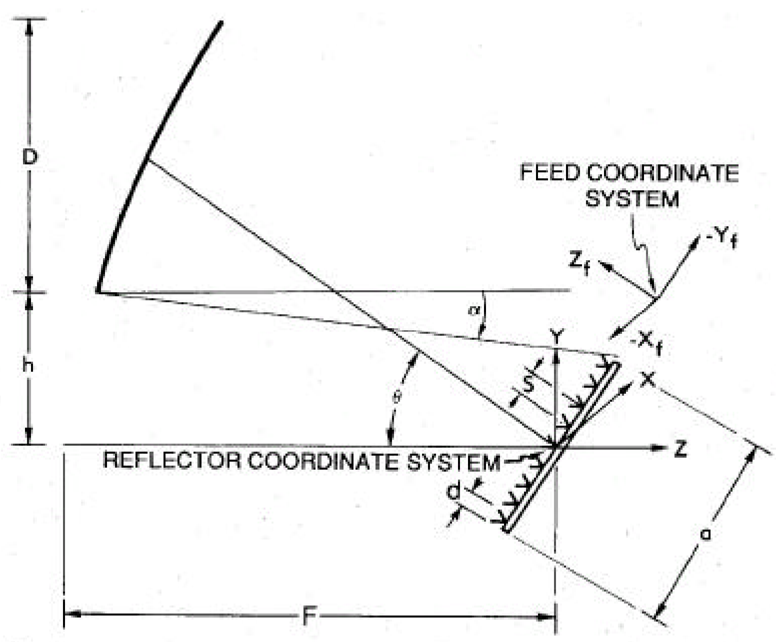
MMIC 기술의 출현으로 미래위성시스템용 어레이 안테나가 가능케 되었으며, 대형어레이에서 많이 사용되는 능동모듈의 반복성과 견고함을 보장하게 되었다. 위상배열용의 확대기로서 이중 반사판 시스템을 사용하는 것은 이중 반사판 광학 연구에도 상당한 관심을 갖도록 하였다. 또한 기존 카세그레인과 근거리 전계 그레고리 광학 이외에 side-fed 및 front-fed 이중 반사판 사용도 큰 관심을 끌어왔다.

위성 안테나에서 가장 바람직한 특징 중의 하나가 경량이다. 시스템 용량이 증가됨에 따라 피드 어레이의 크기가 계속적으로 증가되기 때문에 소자의 소형·경량화가 가장 중요한 관심사가 되어 왔다. 본 연구에서는 반사판 시스템, 능동위상 배열, 이중반사판 시스템 및 소형 경량화 피드 기술을 포함하여 현재의 기술현황을 살펴보았다[3.1].

제 1 절 Shaped-Beam Array-Fed Single Reflector System

반사판 안테나는 단순한 구조, 경량 및 설계 완성도 때문에 위성통신에서 주로 사용되어 왔다. 단순히 한 개의 원형 혹은 타원형 빔을 위해서는 한 개의 피드 혼에 의해서 급전되는 파라볼릭 반사판이 적당하다. 커버리지 및 격리요구를 만족해야 하는 보다 복잡한 모양의 빔을 위해서 많은 피드 혼을 사용하며, 각각은 요소 빔(component beam)을 발생시킨다. 인접요소 빔은 빔 모양을 형성하기 위하여 최적화된 가중치와 결합될 수 있다. 안테나는 한 개 모양의 빔을 발생하지만 이러한 시스템을 멀티빔 시스템이라고 말한다.

한 개의 빔 혹은 다중빔 시스템이든 간에 반사판은 피드 블로킹을 피하기 위하여 오프셋 되어 있다. 그러한 시스템의 기하학적 구조가 (그림 3.1)에 표시되어 있다.

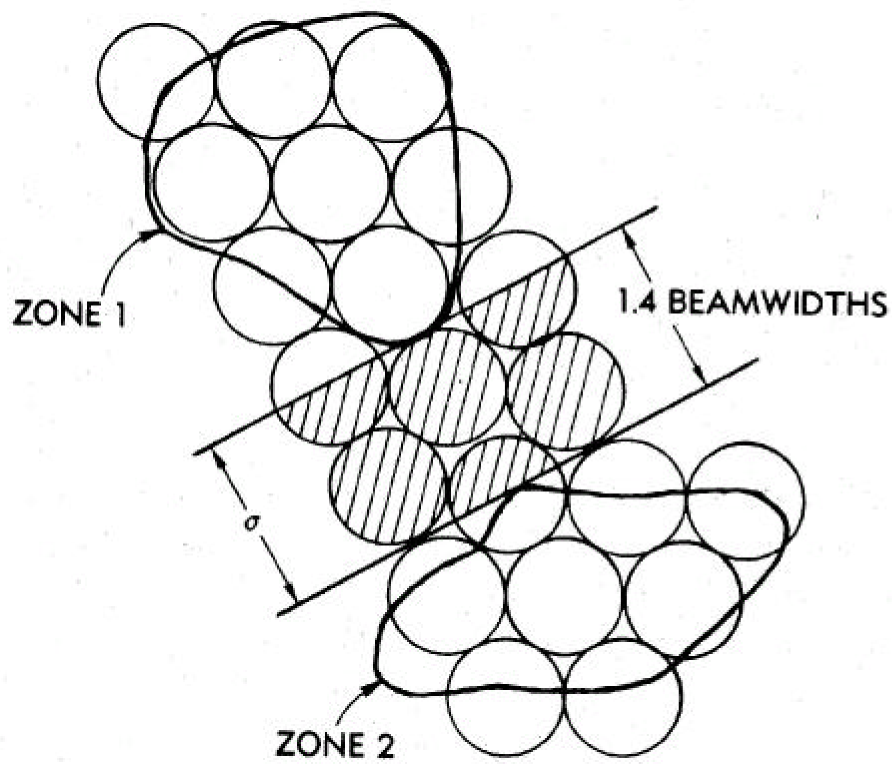


(그림 3.1) 오프셋 반사판 시스템의 기하학적 안테나 구조

(그림 3.1)에서 오프셋은 광학의 회전 대칭성을 소멸시킨다. 대칭성이고 오프셋 반사판 시스템이 off-axis 빔에 대한 위상차 때문에 스캐닝 능력을 제한시킬지라도 오프셋 반사판들은 대칭축에 평행인 비대칭 스캔 성능 특성을 부가적으로 갖고 있다. 특수한 커버리지 요구조건과 응용에 따라 효율적인 설계과정은 반사판 크기, 오프셋 높이, 초점길이, 피드 소자크기, 피드 어레이크기 및 피드 소자가 요구하는 진폭과 위상이 결정된다.

반사판 구조에서 기하학적인 파라미터는 단순한 방정식으로 연관되어 있고 각각은 최고 성능을 위하여 최적 범위 값을 갖는다.

파라미터 선택 과정에서 중요한 입력 중의 2가지는 인접 격리 커버리지 영역 사이의 최소 각 간격과 애퍼츄어 크기와 초점길이에 대한 탑재체의 제한조건이다. 최소 각 간격은 (그림 3.2)에 나타난 바와 같이 개별적인 피드(요소 빔)에 의해서 발생되는 빔 폭 면에서 표현된다. 최소 각 간격은 모양 빔들 사이의 약 27 dB의 동일 편파 분리를 위해서는 3-dB 요소 빔의 1.4배정도 된다.



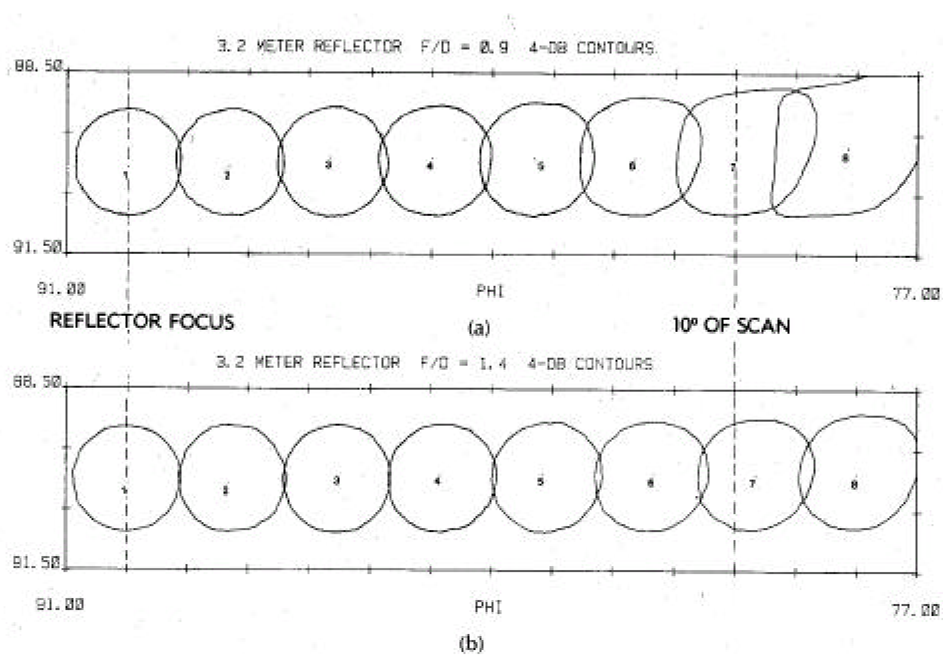
(그림 3.2) 이격 성형빔 간의 이격각도 정의

요소 빔 폭은 반사판 직경 D에 반비례하며, 반사판 크기와 관련된 두 개의 분리된 성형빔들 사이의 각 간격을 조정한다. 많은 글로벌 통신 위성을 토대로 하여 경험적인 관계식은 $D > 100\,\lambda/\sigma$이며 σ는 각 간격이며 단위는 (°)이다.

반사판 직경을 너무 크게 증가시키면 보다 좋은 설계가 안될 수도 있는데 이는 한 개의 오프셋 파라볼릭 시스템에서의 스캔 빔의 저하 때문이다.

글로벌 시스템에서 ±9° 까지 스캔하는 요소 빔과 초점길이와 직경 비율 F/D가 1에서 1.5 범위에 있는 대표적인 값에 대해서 애퍼츄어

길이를 증가시킴에 따라 기대되는 보다 높은 이득은 보다 큰 스캔 편차에 의해서 감소되는 경향이 있다. 따라서 보는 관점에 따라 최적의 직경이 존재한다. 반사판 직경 외에 반사판 설계에서 중요한 파라미터는 F/D **비율이며, 대부분의 다른 설계 파라미터가 상호 연관되어 있는 것처럼** F/D**는 주요한 자유도를 나타낸다.** (**그림** 3.3)**은 빔을** ±10° **까지 스캔할 때 같은 반사판 직경에 대한** F/D**가 증가함에 따라 요소 빔 모양에 미치는 영향을 나타낸다.**



(**그림** 3.3) F/D**에 대한 요소빔** (a) F/D=0.9 (b) F/D=1.4

그림에서 F/D**의 두 개의 값은 실제적인 한계를 나타내며 초점이 안 맞아서**(defocusing) **나타나는 빔 모양의 변형**(deformation)**을 보여준다. 상한 값은 전반적인 크기 제한 때문에 발생되고 탑재체 기울기에 의해서 탐지된다.** F/D**의 증대 혹은 단순히** F **값의 증가는 보다 큰**

피드 어레이가 되며, 이는 오프셋 높이를 증가시키고 결국 전체적인 크기를 증가시키게 된다. 반면에 F/D를 작게 하면 어레이 크기를 축소시키고 결국 커플링 효과로 인하여 편파 감쇄(polarization degradation)가 발생된다.

다음으로 중요한 파라미터는 피드 혼 크기 d이다. 이 파라미터는 인접 요소 빔간의 crossover level을 조정한다. 그리하여 빔 형성과정에서 중요한 역할을 한다. 이득과 공간분리를 고려한 crossover level의 최적범위는 빔 첨두치보다 2.5 dB에서 4.0 dB 작은 값의 범위이다. 커버리지 이득이 유일한 요구사항이라면 4에서 6 dB의 crossover level이 최적이다. 공간적인 격리(spatial isolation)가 중요한 경우에는, 2.5 dB의 crossover level이 특별한 커버리지 영역에 대해서 보다 큰 진폭 및 위상 제어를 제공한다.

피드 혼 크기를 증가시킴으로써 피드 혼 간격을 넓힌 피드어레이에서는 인접 빔이 보다 작은 레벨에서 cross over되게 된다.

반사판 시스템에서 기하학적 파라미터가 정해진 후 에는 커버리지 요구사항을 만족하기 위하여 피드어레이 소자의 급전계수(excitation coefficient)가 엄격한 최적화 과정을 통하여 결정된다. 커버리지 요구사항을 이득, 동일 및 상호 편파분리, 그리고 이득 기울기(gain slopes)를 포함한다. 최적화 과정의 결과를 토대로 하여 기하학적인 약간의 변화가 불가피하게 생길 수 있다. 요소 빔들은 개별적인 피드 소자에 의해서 유기되는 반사판 전류를 적분함으로써 생성된다. 복합적으로 형성되는 빔의 개수는 포인팅 오차와 위성의 다른 궤도 위치를 고려하여 정의된다. 많은 궤도 위치에 대하여 같은 모양의 빔을 사용하려면 빔 크기가 커야되고 결국 보다 작은 이득이 되며 원하는 공간분리를 달성하기 위해서는 반사판 애퍼츄어가 보다 커져야 한다. 재구성 시스템은 위성이 다른 궤도에 위치하고 있을 때 빔 모양을 변

경할 수 있는 유연성을 제공해야 하므로, 이를 위해서는 빔 크기가 보다 작고, 이로 인해 이득과 공간분리효과가 증대되도록 해야 한다.

빔 성형 알고리듬(Beam-shaping algorithm)은 목적함수에서 동작하는 평균제곱오차의 최소화 혹은 최대값 최소화(minimax)방법중의 하나를 사용한다. 이 알고리듬의 목적은 원하는 커버리지 영역 내에서 이득을 최대화하는 반면에 모든 다른 커버리지 영역에 대한 부로브를 최소화하는 것이며 모든 지역에서 상호 편파 레벨을 최소화하는 것이다.

최적화 과정에서 변수는 피드 어레이소자의 진폭과 위상계수들이다. 주파수에 따른 이러한 계수들의 변화와 피드 네트워크 구현으로 인한 허용 정도(tolerance) 및 온도영향 같은 다른 요인들이 설계과정에서 명시되어야 한다. 전형적인 계수들은 이러한 실제적인 한계성을 고려하여 이산값으로 양자화되어 있다. 매우 엄격한 요구사항을 만족하기 위한 모델의 정확도와 컴퓨터 알고리즘의 능력은 매우 높다. 실제적으로 논문 상에서 제시한 설계를 구현할 경우에 취약점은 빔 형성망(Beam Forming Network : BFN) 설계를 위한 동등한 조건의 좋은 도구가 없고 피드 소자간의 커플링을 계산할 수 있는 그럴듯한 알고리듬의 부재라는 점이다.

이러한 분야에서 멀티빔 안테나의 성능을 시뮬레이션할 경우에 정확도를 개선하기 위해서는 주의가 필요하다. 반사판 직경이 탑재체 제한조건의 크기 이상으로 증가될 때는 고체 반사판에 대한 대안이 채택되어야 한다. 퍼지는 반사판이 상당한 관심을 끌어 왔다. 그러한 반사판을 사용할 경우에 주요 관심사는 표면의 정확도이다. 제작기술의 발전으로 고체반사판에 비하여 표면정확도를 달성하는 것이 가능해 졌다.

단일 반사판 멀티빔 시스템의 예

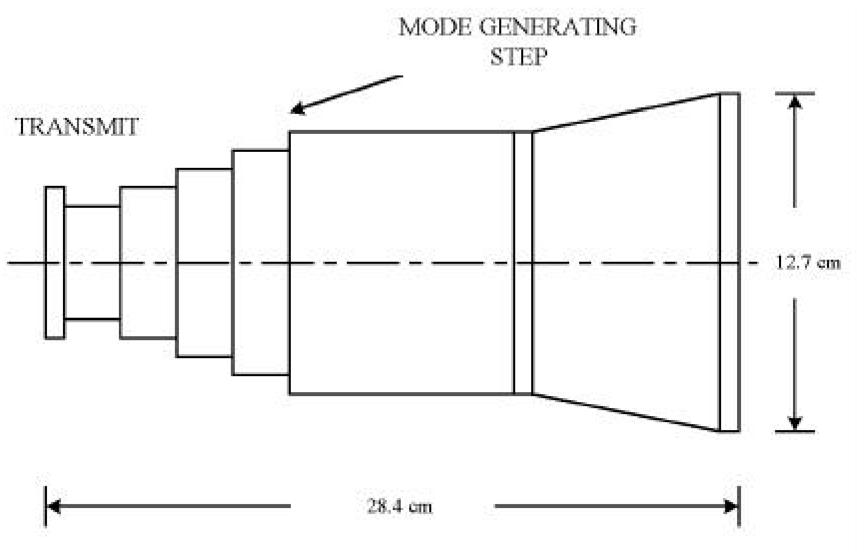
멀티빔 반사판 시스템은 일반적으로 위성의 INTELSAT 계열에서 사용되어진다. Huges Aircraft에서 제작한 INTELSAT IV-A 와 INTELSAT VI는 같은 기술과 같은 소자를 사용하였고, INTELSAT V 와 INTELSAT Ⅶ은 Ford Aerospace 社에서 제작하였으며 같은 설계 개념을 사용하였다. F/D=1.02 인 2.44 m 반사판이 INTELSAT V위성에서 지구 전역을 커버하도록 설계되었고, 하향링크(송신) 주파수는 3.7 4.07 GHz이며, 대서양, 태평양, 인도양에 걸쳐있다. 상향링크(수신) 5.925 6.3 GHz 주파수 대역이다.

안테나는 동부와 서부지역을 커버하기 위해 두 개의 반구빔을 제공하며 같은 원형편파를 사용한다(하향링크 : 우편파, 상향링크 : 좌편파). 반구빔 위에 중첩하여 같은 주파수대역이면서 반대의 원형편파를 사용하는 두 개의 작은 지역빔을 제공한다.

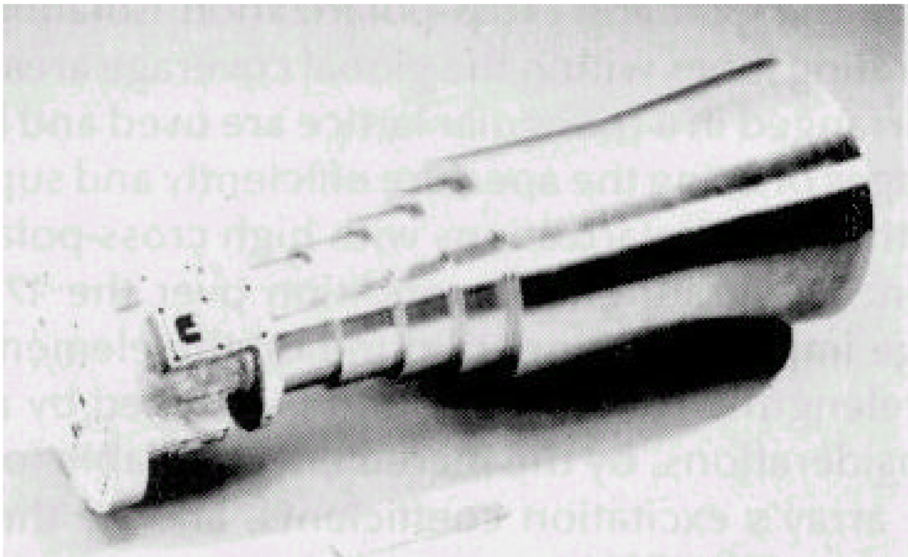
반구빔은 세 개 대양에 걸쳐서 같은 빔이고, 지역 빔은 대서양과 태평양에서는 같고, 인도양에서는 동축 RF스위치(two-way coaxial RF switch)에 의해서 빔 모양이 재구성되어진다. 반구빔 과 지역 빔 사이의 분리는 편파직교를 통하여 이루어진다. 동일 편파 빔은 낮은 부로브를 이용하여 공간적인 분리가 가능하며 빔간의 격리를 위해서는 적어도 27 dB를 요구한다. 피드어레이는 삼각 그리드에 배열되어 있는 피드소자로 구성되어 있으며 면적은 $891.13\lambda^2$이다. 피드소자는 graphite epoxy 이며 두 편파를 위해서 이중 coax-to-waveguide transition, 그리고 원하는 애퍼츄어 크기에 맞는 step 변환기 섹션으로 구성되어 있다. air stripline 빔 형성망이 사용되며 이는 2개층으로 구성되어 있는데 하나는 반구빔용이고 다른 하나는 지역 빔용이다. 위상분배는 다른 선 길이를 사용함으로써 이루어지며 위상분포의 정

확성을 기하기 위하여 모든 선 길이는 컴퓨터 보조설계를 통하여 수학적으로 계산되어 최적화 된다.

INTELSAT VI 위성에서는 두 개 더 지역 빔을 추가하고 빔간 이격 각도를 최소화함으로써 주파수재사용을 4배에서 6배까지 증가시키는데 이를 위하여 보다 큰 반사판을 사용한다. 3.2 m 반사판은 송신안테나용, 2.0 m 반사판은 수신안테나용으로 사용되고 있다. 반구빔과 지역 빔은 INTELSAT V 위성처럼 직교인 두 개의 원형 편파를 사용한다. INTELSAT VI 의 피드 어레이는 (그림3.4)에 나타난 바와 같이 직경이 약 1.6 λ이며 상호편파 성능을 개선하기 위하여 Potter Horn을 사용한다.



HEMI/ZONE DUAL MODE FEED HORNS



(그림 3.4) INTELSAT VI의 이중원형편파 피드 소자

제 2 절 성형 반사판 시스템

멀티빔 안테나에서의 BFN(Beamforming Network)은 매우 복잡할 수 있다. 그것은 심각한 RF 손실을 유발하고 안테나 전체무게를 가중시킨다. BFN에서 급전계수를 통한 빔 성형 방법의 대안은 애퍼츄어 평면에서의 원하는 진폭 및 위상분포를 개입시켜 반사판을 성형하는 것이다. 피드어레이는 단 한 개의 성형빔에 대한 한 개의 피드로 단순화되어지거나, 혹은 여러 개의 이격된 성형빔에 대한 작은 개수의 피드로 단순화되어질 수 있다. 두 개의 반사판을 성형할 경우에는 자유도가 보다 커진다. 이러한 개념은 25년 전에 이미 정립되어 왔지만 반사판 기술의 발전으로 최근에 상당한 관심을 끌기 시작했다. 어레이 피드반사판과 비교하여 성형 반사판 설계의 한가지 단점은 반사판 모양이 일단 결정되면 빔 성형을 재구성할 수 없다는 점이다. 이러한

문제는 재구성이 가능한 그물형 반사판이 반사판 모양을 동적 제어를 통하여 변형시킬 수 있음으로써 해결되었다. 성형된 반사판 설계문제의 정확한 법칙은 타원형 Monge-Ampere방정식, 비선형 2차 편미분 방정식을 사용함으로써 얻어진다.

성형 반사판 설계의 다른 방법은 3가지 기본과정으로 구성되어 있다. 첫 번째 원거리 전계 성형빔 안테나 방사패턴을 발생시키는 근거리 전계 애퍼츄어 평면에서의 최적 위상분포를 결정한다. 다음에 표면합성(surface synthesis) 방법을 이용하여 위상분포 기반 반사판 표면을 계산한다. 세 번째 전력보존 법칙을 적용하여 애퍼츄어 진폭분포를 결정한다. 일단 애퍼츄어 진폭 및 위상분포가 알려지면 성형반사판의 원거리 전계 패턴이 퓨리어 변환에 의해서 계산될 수 있으며, 이는 사양을 만족하는가를 결정한다. 성형빔 패턴이 사양을 만족할 때까지 반복된다. 성형 반사판 시스템의 예로는 일본을 커버하도록 설계된 초기 성형 반사판 안테나이며 이것은 CS 위성에서 4, 6, 20 및 30 GHz에서 동작한다.

이 반사판은 20 GHz와 30 GHz 대역에서 가능한 한 큰 이득을 제공할 수 있도록 성형되어 있고 4 GHz와 6 GHz 대역에서 적절한 이득을 제공한다.

제 3 절 능동 위상 어레이 시스템

초점 어레이 피드 반사판 시스템은 지역적인 커버 및 INTELSAT 글로벌 영역 커버에 대한 다중 성형빔을 생성하기 위하여 성공적이었다. 이런 시스템들은 우선 피드 어레이의 일부분 혹은 모두를 급전시키는 작은 손실 BFN으로 구성되어 있는 수동설계이다. 각 채널은 BFN에 앞서서 증폭되고 결합되어진다.

BFN은 최소 손실이 되도록 설계되어 있기 때문에 무게와 부피 면에서 조정이 필요하다. 위성시스템에서 고용량을 얻기 위하여 빔 수를 증가시킴에 따라 이격 각도는 작아지며, 반사판과 피드 어레이 크기는 따라서 커진다.

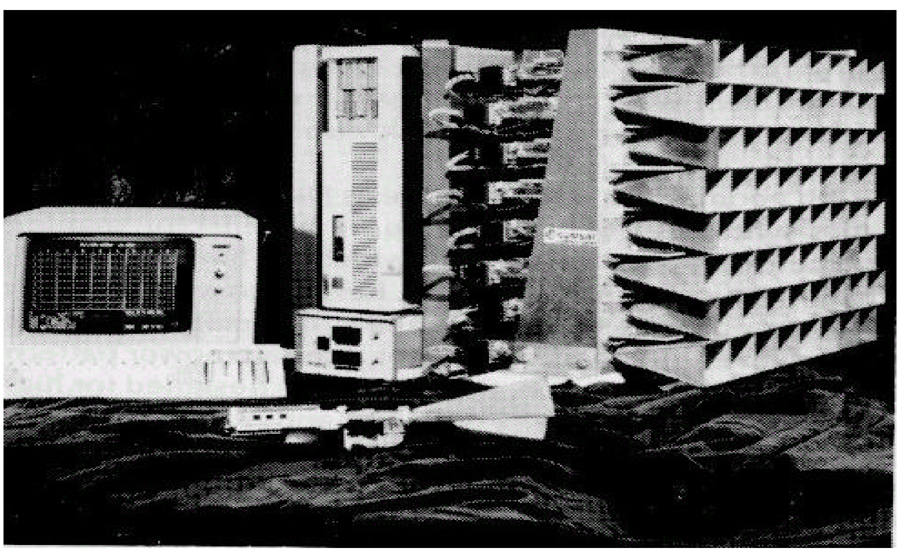
주파수 재사용률 증가를 위한 기술적인 노력은 무게와 부피의 제한 조건으로 한계성에 도달한 듯이 보여진다. 반사판을 제거하고 직접 방사어레이인 피드 어레이를 사용하는 개념이 INTELSAT VI에서 조사되어 왔다. 직접 방사 어레이를 사용할 경우에 동일 편파 빔 사이의 공간 이격을 유지하기 위하여 어레이의 애퍼츄어 크기는 반사판의 크기와 비교할 수 있어야 한다. 어레이가 작은 손실 수동 BFN으로 급전된다면, 반사판 시스템 대체용으로는 덜 매력적이다. 그러나, 능동 어레이를 사용한다면, 총중량, 효율 및 신뢰도는 개선될 수 있고, 어레이는 반사판 시스템과는 경쟁성이 있다. 어레이는 능동 BFN의 출력에서 방사소자 전에 직접 전력 증폭기에 연결된다. 빔 재구성에 필요한 위상 및 진폭 제어를 위하여 가변 위상 천이기와 가변 감쇄기를 가지고 있다.

능동 위상 어레이는 위성에서 지구로 방사할 때 특히 많은 빔 개수를(7개 이상) 생성하기 위해서는 매우 매력적인 시스템이다. 반면에 빔 수가 증가됨에 따라 보다 협소한 빔 폭이 요구되며 안테나 애퍼츄어 크기는 탑재체에 대해서 허용할 수 있는 한계를 넘어선다. 안테나의 우주 배치는 완전한 능동 위상 어레이의 애퍼츄어 보다는 반사판을 갖고 보다 쉽게 구현된다. 이러한 한계성은 확대 이중 반사판 시스템을 급전하는 보다 작은 능동 위상 배열 안테나를 설계토록 유도하였다.

능동 위상 배열 안테나의 개념이 도입되어 대서양 지역을 커버하는 INTELSAT에 적용하기 위하여 COMSAT 연구소에서 제작되었다.

이 시스템은 Ku 대역에서 4개의 이중편파 재구성 성형빔을 갖고 있다. 이 어레이에서 중요한 업적 중의 하나는 MMIC 기술을 사용한 능동 회로 모듈을 실현한 것이며, MMIC 기술은 경량이면서 재생산이 가능한 능동 어레이 소자를 제공한다는 점이다.

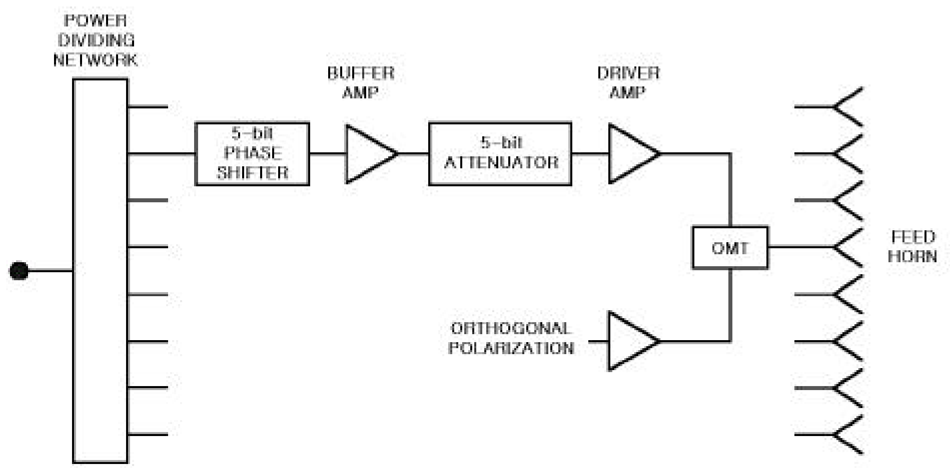
어레이를 설계할 때, 파라미터들은 이득과 상호 편파 분리를 최대화하고 글로벌 커버리지 영역 안에서 그레이팅 로브를 피할 수 있도록 선택되어진다. 삼각 격자에 배열된 사각 혼이 사용되고 애퍼츄어를 효율적으로 사용하는 장점을 가지고 있다. 높은 상호 편파 분리를 갖고 이중 직교 편파를 제공한다. 17° 글로벌 커버리지에 걸친 그레이팅 로브 조건은 3.4λ의 소자크기를 상한선으로 한다. 전체적인 BFN의 복잡성과 어레이의 급전 계수를 조정하기 위한 증가분 그리고 기계적인 고려사항에 의해서 하한선 조건이 정해진다.



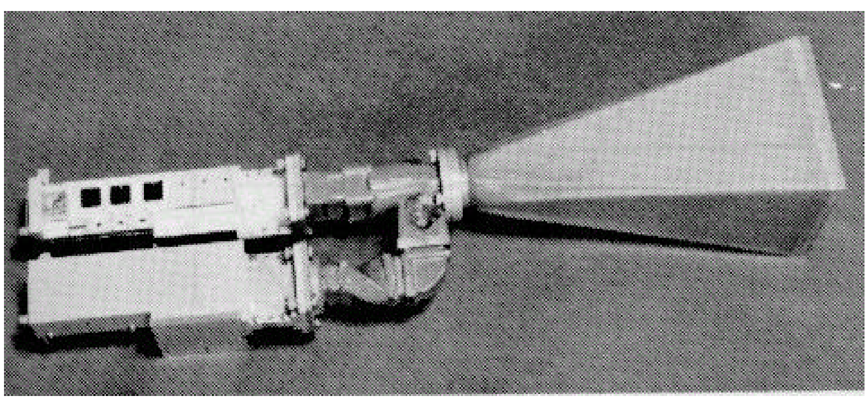
(그림 3.5) 64개 소자로 구성된 Ku대역 능동위상배열 시스템

계수는 진폭과 위상을 이산 레벨로 양자화되어야 하는데 이는 BFN

의 위상천이기와 감쇄기의 단계를 조정하기 위함이다. (그림 3.6)은 어레이 시스템에서의 주요 소자의 블록 다이어그램이며 (그림 3.7)은 한 개의 능동 소자를 나타낸다.



(그림 3.6) 능동위상배열에서의 주요소자의 블록다이어그램



(그림 3.7) MMIC 소자를 나타내는 능동어레이소자

RF 전력은 stripline 전력 분배 망에 의해서 64개 소자에 분배된다. 제어 시스템은 위상천이기와 가변 감쇄기의 상태를 명령으로 제어

하기 위하여 논리 신호를 발생시켜 송신한다. 전력 소자는 능동회로 소자에 필요 전압을 보내고, 각 소자 위에 있는 전력 증폭기에서 발생되는 열을 분배하기 위하여 열 시스템을 사용한다. 급전계수가 4개의 성형빔을 생성할 수 있도록 정해질 때 어레이의 방사패턴이 측정된다. MMIC 소자를 이용한 능동 위상 어레이가 미래 위성 시스템에 적용되기 쉽다. 수동 반사판 시스템의 효율적인 대안으로 MMIC 기술과 위상 어레이가 크게 대두될 것이다. 어레이에서 능동 회로 모듈을 구현하기 위한 MMIC 기술의 출현으로 대형 어레이에 필요한 경량 소형화 형태로 모듈을 실현할 수 있게 되었다.

제 4 절 위상 어레이 - 이중 반사판 시스템

애퍼츄어 크기가 크게 제한 조건이 안 될 경우에는 송수신을 위한 직접 방사 능동 위상 어레이가 미래 위성 안테나 설계에 적절할 수 있다. 어레이 크기로 인하여 우주선 버스에서의 패키징에 어려움이 있을 경우에 적당한 이중 반사판 광학 설계를 고려할 수 있다. 직접 방사 어레이의 성능과 동등한 수준으로 경량이면서 적재하기 쉬운 안테나를 생성하기 위하여 펴지는 이중 반사판 시스템을 이용하여 보다 작은 어레이가 사용될 수 있다. 각 배열에서 포물선 부반사판은 위상 어레이의 근거리 전계용으로 사용되고 부반사판에 맞추어진 초점은 주반사판용으로 사용된다.

충돌은 오프셋 배열을 사용하여 제거시킨다. 어레이가 그러한 중심과 주반사판의 중심이 광학 시스템의 복소공액점일 때 어레이의 확장된 영상이 주반사판의 애퍼츄어에 형성된다. 적당한 위상천이기를 이용하여 어레이에 대한 위상 기울기를 조정해 줌으로써 2차적인 빔이 원하는 방향으로 스캔되어진다.

제 4 장 간섭제거용 빔형성 알고리듬

어레이 신호의 데이터의 최적 시공간 처리과정에서의 문제는 최근 20년 동안 최대의 관심사였다. 그리고, 종종 이 영역에서 풍부한 논문이 제시된다.[4.1] 최적의 어레이 처리과정은 기본적으로 최적화 다중채널 필터링 문제로서 여겨질 것이다.

어레이 처리과정의 목적은 다수의 간섭 신호원을 포함하는 신호환경에서 랜덤 또는 예측 가능한 요구된 신호의 수신(또는 탐지)를 증강시키는 것이다. 요구된 신호는 추정에 필요한 공간적 위치, 신호의 에너지, 위상과 같은 하나 이상의 파라미터들을 포함한다.

센서들의 어레이는 어느 정도의 공간 필터링 또는 방향성 감도를 얻기 위해 이용될 수 있기 때문에 어레이 처리과정에 대한 초기의 많은 논문들은 각각의 센서 요소 출력들에 적당한 계수값을 주어 요구하는 빔 형태에 관심을 두었다. 그러한 접근법이 합당해 보이는 반면 원래 어레이 빔형성이 증강된 신호 탐지의 목표를 용이하게 하는 최상의 방법이라고 간주된다.

신호 탐지 문제의 더욱 전체적인 접근법은 빔형성의 바람직함을 고려한 가정을 하지 않고 기존의 접근법들에 대해 상당한 성능 증진의 약속을 제안하는 것이다.

최적성의 선택된 측정에 기초해서 어레이 처리기의 구조는 고려된 수학적인 문제로부터 자유롭게 벗어날 수 있다. 이런 방식에서 빔형성은 최적화 문제 해결책이 됨을 알 수 있다. 그러나, 이러한 구조는 시작부터 강요되지는 않는다. 그리고, 결과적인 처리기는 실제 동작조건을 표현하기 유용한 해결책을 얻기 위해 이용된 수학적 모델만큼 거의 최적화될 것이다.

최적화 어레이 처리과정 기술들은 다음과 같이 넓게 분류된다.

(1) 이상적인 전파조건에 대한 처리 과정

(2) 교란된 전파조건에 대한 처리과정

이상적인 전파조건은 이상적인 랜덤하지 않고 흩뜨러지지 않는 매체에서 전파가 될 때 존재하는 상황을 의미한다. 여기에서 요구된 신호는 평면파(또는 구형파)이고, 수신 센서들은 왜곡이 없다. 이런 경우 최적화 처리기는 평면파 신호와 정합되었다고 말한다.

간주된 이상적인 조건과 실제 동작 조건의 차이에서 초래하는 임의의 성능 감쇄는 보상 방법들(억제방법 같은)의 이용에 의해 최소화된다. 위와 같은 이상적인 조건에서 동작할 때 입력 데이터의 벡터 가중치는 요구된 신호의 정합을 성공적으로 수행한다.

전파 매체 또는 수신 상황에서 교란이 일어날 때 평면 파형 신호의 가정은 더 이상 이루어지지 않는다. 그리고, 입력 데이터의 벡터 가중치는 요구된 신호의 정합을 제공하지는 않을 것이다.

유사하게 만약 임의의 특징을 가지는 신호에 대해 어레이 처리기를 정합시키길 원한다면 입력 데이터의 행렬 가중치를 포함하는 정합된 어레이 기술들이 적절해진다.

요소 공간 - 정합된 어레이 처리기와 같은 것의 주요 장점은 비간섭성 파형 신호들에 동작할 때 알려진다. 여기에서 신호들은 단지 통계학적 관점에서 수행된다.

정상 상태 성능 제한들의 측정이 중요하다. 왜냐하면 그러한 제한들은 선택된 임의의 디자인이 얼마나 잘 성능 예측이 되는지를 알 수 있게 해주기 때문이다.

이상적이 전파 조건을 가정한 최적화 어레이 처리과정의 문제는 꽤 자연스럽게 대단한 주목을 이끌었다. 그리고, 이러한 문제에 대한 다양한 접근법들은 협대역과 광대역 신호 적용 모두에 제안되었다.

대단히 인기 있고, 넓게 이용된 접근법들은 최적화 계수 벡터의 적당한 선택에 의해 최적화되도록 어레이 성능 측정을 채택하는 것이다. 그러한 성능 측정 최적화 접근법들은 레이다, 통신, 그리고, 소나 시스템에 넓게 이용된다. 그러므로, 몇몇 범위에서 논의된다.

최근 최대 엔트로피 기술 (이는 특히 능동 소나 문제에 적용된다) [4.2],[4.3] 그리고, 고유치 분해 기술[4.4],[4.5]을 포함하는 어레이 처리 과정에 대한 접근법들은 제안되었다.

어레이 처리기에 대한 최적의 가중치와 그것과 관계된 성능 제한들을 구하기 위해 몇몇 수학적 기초가 먼저 논의된다. 그리고, 기존의 신호-일렬로 정렬된 어레이에 대한 신호의 해석이 소개된다.

어레이의 모든 요소들이 일정하게 가중치가 주어질 때, 만약 다양한 요소 채널로부터 주어지는 잡음이 같은 전력을 가지고 서로 상관관계가 없다면 최대 SNR을 얻을 수 있다는 것은 잘 알려져 있다. 그러나, 임의의 방향성 간섭이 있을 때, 다양한 요소 채널로부터의 잡음은 서로 상관성을 지닐 것이다. 결과적으로 계수들의 최적화 집합을 선택하는 문제는 상관성을 지닌 잡음 요소들을 제거시키는 문제로서 주어진다. 그러므로, 상관 행렬로서 신호환경을 묘사하는 것은 복소 계수 벡터에 대한 최적 해법을 구하도록 하는 기본적인 규칙을 제공한다.

복소 포락선 신호 특성화로 몇몇 인기있는 어레이 성능 측정들을 수식화하는 문제가 논의된다. 여기에서 고려된 모든 다른 성능 측정들이 같은 정상 상태 해결 - 최적화 Wiener 해결에 수렴한다는 주목할만한 사실이 있다.

능동 탐지 시스템들은 최적화 탐지 성능을 위한 어레이 처리기를 설계해야하는 문제에 직면한다. 기존의 통계적 탐지 이론은 어레이 처리기에 대한 규범적인 구조를 이끄는 likelihood ratio test에 기초한 어레이 처리기를 제공한다.

규범적인 구조는 정상 상태 가중치 해결책들과 가깝게 연관된 가중치 네트워크가 선택된 어레이 성능 측정들에서 발견됨을 포함한다. 그러므로, 실제로 다른 최적화 문제로 나타나는 첫 번째 것은 이번에 논의된 일반적인 어레이 처리과정 개념을 소개함으로서 드러난 기본적인 단위를 포함함을 알 수 있다.

제 1 절 수학적 기초

최적화 계수 집합을 유도함에 있어 신호의 복소 포락선 형태의 적응성 계수들만큼 신호의 포락선들을 표현하는 것이 편리하다. 그러한 복소 표현들의 수단은 명백하게 검토된다.

임의의 시스템에서 단지 실수부 신호들만이 실제로 나타난다. 그리고, 이러한 실수부 신호들과 그들과 관계된 복소 포락선 표현들 사이의 관계는 다음과 같다.

$$\text{실제 신호} = \mathrm{Re}\{(\text{복소부 포락선 표현})\, e^{jw_0 t}\} \qquad (4.1)$$

여기에서 Re{}는 " 의 실수부"를 나타낸다.

복소 표현들이 이용될 때 식(2.4)의 의미는 (아래 굵은 글씨 경우는 벡터를, 위의 경우는 행렬을 의미한다)

$$\text{실제 } y(t) = Re\{\mathbf{x}^T \mathbf{w}^* e^{jw_0 t}\} = Re\{\mathbf{w}^\dagger \mathbf{x}\, e^{jw_0 t}\} \qquad (4.2)$$

여기에서 $w^\dagger x$는 $y(t)$의 복소 포락선 표현이고, *는 복소 공액, †는 복소 공액 이항 $[()^*]^T$이다. 가깝게 연관된 복소 표현은 분석적 신

호 $\psi(t)$이다. 여기에서 $y(t) \triangleq Re\{\psi(t)\}$이다.

$$\psi(t) \triangleq y(t) + j\hat{y}(t) \tag{4.3}$$

여기에서 $\hat{y}(t)$는 $y(t)$의 힐버트 변환이다. 분석적 표현 $x_1 + jx_2$를 가지는 입력 신호가 가진 복소계수 표현 $w = w_1 + jw_2$에 대해 초래하는 실제 출력 신호는 다음과 같다.

$$\text{실제 출력} = Re\{(w_1 - jw_2)(x_1(t) + jx_2(t))\} = w_1x_1(t) + jw_2x_2(t) \tag{4.4}$$

여기에서 $x_2(t) = \widehat{x_1}(t)$ 이다. (복소 포락선) $e^{jw_0t} = \psi(t)$라 하자.

위와 같은 복소 신호와 계수 표현의 결과로서 최적 계수 해결책을 위한 최적화 문제로의 2가지 접근법들은 다음과 같다 :

(1) 완전한 실제량으로 복소량을 포함하는 문제를
재수식화한다.
그래서 친숙한 수학적 개념들과 연산들은 편리하게 수행될 수 있다.

(2) 임의의 개념들과 연산(공분산 행렬, gradient 등)의 정의들을 바꾸어라.
그래서, 모든 복소량들이 적당한 방법으로 직접 다루어진다.

두가지 접근법 모두 이용하는 방법을 고려하는 것이 적당하다.
왜냐하면 형편에 맞는 한 접근법이 다른 접근법에 대해 장점들만

있는 것이 아니기 때문이다.

1. 실변수의 수식 문제

z_1은 n개의 요소 (z는 계수 벡터, 신호 벡터 등을 표현한다)를 가지는 복소 벡터 $\mathbf{z}$의 첫 번째 요소라 하자. 게다가 z_1의 실수부는 x_1이라 하고 허수부는 x_2라 하자. 이렇게 하면 우리는 다음 식을 얻게 된다.

$$z_k = x_{2k-1} + jx_{2k} \tag{4.5}$$

n개의 복소 벡터 $\mathbf{z}$는 2n개의 실수 벡터 $\mathbf{x}$로 완전히 표현될 수 있다.

상응하는 실수 벡터들로 모든 복소량을 표현함으로서 적응성 어레이 시스템 문제는 친숙한 수학적 개념과 과정의 정의를 이용해 풀 수 있다.

만약 우리가 하나의 복소 계수 $w_1 + jw_2$와 복소신호 $x_1 + jx_2$에 대해 앞서 말한 과정을 수행하면, 결과는 다음과 같다.

$$\mathbf{w}^T\mathbf{x} = [\ w_1\ w_2\ ]\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = w_1x_1 + w_2x_2 \tag{4.6}$$

여기에서 이것은 식(4.4)에 의해 표현된 결과와 같다. 만약 앞서 말한 접근법이 이용된다면 상응하는 상관 행렬 (이것은 아래에 정의된다)의 어떤 off-diagonal 요소들은 0일 것이다.

이 사실은 이 장에서 얻어질 결과들에 영향을 주지는 않는다. 그리고, 현재 설명되지 않을 것이다.

2. 실제 신호의 상관 행렬

적응성 시스템에서 신호와 잡음의 처리들은 통계학적 특성들로 묘사되어 왔다. 시스템 성능은 그것의 평균으로 편리하게 계산될 수 있다.

평균치의 계산은 자기상관과 상호상관 행렬과 같은 2차 통계적 모멘트 와 관련된 양으로 직접적인 계산을 이끈다.

2개의 랜덤 벡터들 사이에 존재하는 상관 정도는 2개 벡터 사이의 상관 행렬의 요소들에 의해 주어진다.

예를 들어 안정한 통계적 특성을 가지는 벡터 $\boldsymbol{x}(t)$와 $\boldsymbol{y}(t)$ 사이의 상호 상관 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\boldsymbol{R}_{xy}(\tau) \triangleq E\{\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{y}^{T}(t-\tau)\} \tag{4.7}$$

여기에서 $E\{\ \}$는 평균값이고 τ는 시간 지연변수이다. 유사하게 벡터 $\boldsymbol{x}(t)$의 자기 상관 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\boldsymbol{R}_{xx}(\tau) \triangleq E\{\boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^{T}(t-\tau)\} \tag{4.8}$$

만약 신호 벡터 $\boldsymbol{x}(t)$가 상관성이 없는 요구된 신호와 잡음 요소로 구성된다면

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \tag{4.9}$$

$$R_{xx}(\tau) = R_{ss}(\tau) + R_{nn}(\tau) \tag{4.10}$$

적응 어레이 시스템의 분석에서 주요한 상관 행렬 형식을 쓰는 것보다 간단하게 다음과 같이 쓰는 것이 더 편리하다.

$$R_{xx}(\tau) = R_{xx}(0) \tag{4.11}$$

$$R_{xy}(\tau) = R_{xy}(0) \tag{4.12}$$

N차원 벡터 $\mathbf{x}(t)$에 대해 자기 상관 행렬을 간단하게 R_{xx}로서 쓴다. 여기에서

$$R_{xx} \triangleq E\{\mathbf{x}\ \mathbf{x}^T\} = \begin{bmatrix} \overline{x_1(t)\ x_1(t)} & \overline{x_1(t)\ x_2(t)} & \cdots & \overline{x_1(t)\ x_N(t)} \\ \overline{x_2(t)\ x_1(t)} & \overline{x_2(t)\ x_2(t)} & \cdots & \overline{x_2(t)\ x_N(t)} \\ \vdots & & & \vdots \\ \overline{x_N(t)\ x_1(t)} & \overline{x_N(t)\ x_2(t)} & \cdots & \overline{x_N(t)\ x_N(t)} \end{bmatrix}$$

(4.13)

여기에서 $\overline{x_i(t)\ x_k(t)}$는 $E\{\ x_i(t)\ x_k(t)\ \}$이다. 위의 정의들로부터 다음을 알 수 있다.

$$R_{xx}^T = R_{xx} \text{ 그리고, } R_{xy}^T = R_{xy} \tag{4.14}$$

그래서 자기상관 행렬은 대칭적이다. 일반적으로 자기상관 행렬 R_{xx}는 단지 어느정도 한정된 양수 값이고, inverse 행렬 R_{xx}^{-1}은 그렇지 않다.

실제로 신호 환경 상관 행렬의 추정값만이 이용되고 그러한 추정값들은 구별된 시간 샘플들에 기초되기 때문에 0가 아닌 대역폭 신호처리에 대한 충분한 수의 시간 샘플들은 양수의 한정성(정확성)을 보

장한다. 그래서, 역 행렬이 존재할 것이다.

예를 들어, 식(4.9)의 신호 벡터 $x(t)$와 $n(t)$는 종종 상관성이 없는 증폭기 자신의 잡음을 포함한다. 그래서, 양수의 definite 상관 행렬을 가지는 것처럼 간주된다. 그러나, 요구된 신호 벡터 $s(t)$는 상관된 요소들을 포함한다.

2개 이상의 어레이 센서 요소들로 순간적으로 이상적이고, inphase 신호 요소들을 발생하는 일정한 평면파가 도착할 때처럼 결과적으로 자기상관 행렬 R_{ss}는 단지 positive semidefinite이다. 그리고, 그것의 역 R_{ss}^{-1}은 존재하지 않는다.

$(N \times N)$ 차원 자기상관 행렬을 시험함으로서 tapped-delay line 처리기에 대해 초래하는 상관 행렬을 고려하면,

$$R_x'(\tau) \triangleq E\{x'(t)x'^T(t-\tau)\} \tag{4.15}$$

여기에서 $x'(t)$는 tapped-delay line 다중 채널 처리기에 대해 (실수) 신호 벡터이다.

유사하게 tap point들에서 관측되는 모든 신호들의 NL차원 벡터에 대해 자기상관 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$R_{xx}'(\tau) \triangleq E\{x'(t)x'^T(t-\tau)\} \tag{4.16}$$

$$R_{xx}(\tau) = E\left\{\begin{bmatrix} x'(t) \\ x'(t-\tau) \\ \vdots \\ x'(t-(L-1)\triangle) \end{bmatrix} [x'(t-\tau) \;\; x'(t-\tau-\triangle) \;\; \dots \;\; x'(t-\tau-(L-1)\triangle)]\right\} \tag{4.17}$$

그리고, 식(4.15)를 이용하면, $R_{xx}(\tau)$는 다음과 같이 된다.

$$R_{xx}(\tau) = \begin{bmatrix} R'_{xx}(\tau) & R'_{xx}(\tau+\triangle) & \cdots & R'_{xx}(\tau+(L-1)\triangle) \\ R'_{xx}(\tau-\triangle) & R'_{xx}(\tau) & \cdots & \\ \vdots & & & \vdots \\ R'_{xx}(\tau-(L-1)\triangle) & \cdots & \cdots & R'_{xx}(\tau) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

식(4.18)에 주어진 $(NL \times NL)$차원 행렬은 Toeplitz 행렬의 형태를 가진다. 즉 다시말해서 행렬은 임의의 대각화에 따라 같은 값을 가진 행렬 요소를 가진다.

바람직한 Toeplitz 형태는 사실 전체적인 행렬에서 하위 행렬들의 첫 번째 열로부터 구성될 수 있다. 즉,

$$R'_{xx}(\tau)\ R'_{xx}(\tau+\triangle)\ \cdots\ R'_{xx}(\tau+(L-1)\triangle)$$

결과적으로 $(N \times NL)$차원 행렬은 $R_{xx}(\tau)$에 포함된 모든 정보를 가지도록 저장된다. 공분산 행렬은 상관 행렬들과 가깝게 연관된다. 왜냐하면, 벡터 $x(t)$와 $y(t)$ 사이의 공분산 행렬은 다음과 같이 정의되기 때문이다.

$$cov[\mathbf{x}(t), \mathbf{y}(t)] \triangleq E\{(\mathbf{x}(t) - \overline{\mathbf{x}})(\mathbf{y}(t) - \overline{\mathbf{y}})^T\} \quad (4.19)$$

여기에서 $\overline{\mathbf{x}} = E\{\mathbf{x}(t)\}$그리고, $\overline{\mathbf{y}} = E\{\mathbf{y}(t)\}$이다.

결론적으로 평균이 0인 처리과정들과 $\tau = 0$인 경우, 상관 행렬과 공분산 행렬은 이상적이다. 그리고, 적응형 어레이 논문은 종종 이 2개

용어를 교환적으로 이용한다.

시간축 신호 묘사만큼 주파수 축 신호 묘사가 광대역 적용의 경우 어레이 처리기들을 고려하는데 유용함을 알 수 있을 것이다.

시간축과 같은 주파수 축 묘사는 시간축 양을 퓨리어 변환 함으로서 발견된다.

$$f(w) = F\{f(t)\}$$

신호의 상관 행렬의 퓨리어 변환은 신호의 상호 스펙트럼 밀도 행렬을 제공한다.

$$\Phi_{xx}(w) = F\{R_{xx}(\tau)\} \tag{4.20}$$

그러므로 상호 스펙트럼 밀도 행렬은 주파수 축의 상관 행렬에 포함된 신호정보를 표현한다.

3. 복소 벡터량에 대해 요구되는 재정의되는 정의

다른 성능 측정들에 대한 가장 바람직한 복소 계수 벡터를 선택하기 위해 풀어야만 하는 최적화 문제는 norm, gradient, 그리고 복소 벡터량의 공분산 (또는 상관) 행렬을 이용하는 것을 포함한다. 실수와 복소수 벡터 모두에 대한 이러한 용어들의 정의를 고려하는 것이 유용하다.

힐버트 공간에서 $\|x\|$로 표시되는 벡터의 norm은 벡터의 길이를 표현한다. 실수 벡터에 대해,

$$\|x\| \triangleq \sqrt{x^T x} \tag{4.21}$$

반면에 복소 벡터에 대해,

$$||\boldsymbol{x}|| \triangleq \sqrt{\boldsymbol{x}^{\dagger}\boldsymbol{x}} \tag{4.22}$$

gradient 연산자 ∇_y는 벡터 y의 스칼라값의 함수 $f(y)$에 적용된다. 이는 y의 다양한 요소의 방향에 따른 $f(\cdot)$의 편미분으로 얻어진다.

실변수의 경우에, gradient 연산자는 다음과 같이 주어지는 벡터 연산자이다.

$$\nabla_y \triangleq \left[\frac{\partial}{\partial y_1} \cdots\cdots \frac{\partial}{\partial y_n}\right]^T \tag{4.23}$$

그래서,

$$\nabla_y f(\boldsymbol{y}) \triangleq \frac{\partial f}{\partial y_1}\boldsymbol{e}_1 + \frac{\partial f}{\partial y_2}\boldsymbol{e}_2 + \cdots\cdots + \frac{\partial f}{\partial y_n}\boldsymbol{e}_n \tag{4.24}$$

여기에서 $\boldsymbol{e}_1, \boldsymbol{e}_2, \ldots\ldots, \boldsymbol{e}_n$은 벡터 y에 대한 단위 기본 벡터들의 집합이다. 복소수 벡터 y에 대해 각 요소 y_k는 실수부와 허수부를 가진다 :

$$y_k = x_k + jz_k \tag{4.25}$$

결과적으로, 식(4.24)의 각 편미분은 실수부와 허수부를 가진다. 그래서, 실수 f 에 대해

$$\frac{\partial f}{\partial y_k} = \frac{\partial f}{\partial x_k} + j\frac{\partial f}{\partial z_k} \tag{4.26}$$

이 장에서 소개되는 최적화 문제에서 스칼라량 $\boldsymbol{x}^T a = a^T \boldsymbol{x}$ 와 2차 방정식 형태 $\boldsymbol{x}^T A \boldsymbol{x}$ (이것 또한 스칼라이다)의 벡터 $\boldsymbol{x}$로 여겨지는 gradient를 구하는 것이 종종 요구된다. 여기에서 A는 대칭형 행렬이다. $\boldsymbol{x}^T \boldsymbol{a}$는 내적이다.

$$(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{a}) = \boldsymbol{x}^T \boldsymbol{a} = \boldsymbol{a}^T \boldsymbol{x} \tag{4.27}$$

만약 A 가 dyadic 구조를 가진다면 2차 방정식 형태의 $\boldsymbol{x}^T \boldsymbol{A} \boldsymbol{x}$ 는 내적의 제곱으로 여겨질 수 있다.

$$\boldsymbol{x}^T \boldsymbol{A} \boldsymbol{x} = (\boldsymbol{x}, \boldsymbol{v})^2 \tag{4.28}$$

여기에서

$$\boldsymbol{A} = \boldsymbol{v} \boldsymbol{v}^T \tag{4.29}$$

행렬 곱의 trace는 다음과 같이 주어진다.

$$trace[\boldsymbol{A} \boldsymbol{B}^T] = \sum_i \sum_k a_{ik} b_{ik} \tag{4.30}$$

위 식은 내적의 특성을 모두 가진다. 그래서, 다양한 행렬 곱들의 trace 미분에 대한 공식들은 최적화 문제에 대한 해결책들을 얻는 관심사이다. 실변수들에 대해 다음과 같아진다.

$$\nabla_x (\boldsymbol{y}^T \boldsymbol{A} \boldsymbol{x}) = \boldsymbol{y}^T \boldsymbol{A} \tag{4.31}$$

$$\nabla_x (\boldsymbol{x}^T \boldsymbol{A} \boldsymbol{x}) = 2 \boldsymbol{A} \boldsymbol{x} \tag{4.32}$$

반면에 복소 변수들에 대해 관계된 gradient들은 다음과 같이 주어진다.

$$\nabla_x(y^\dagger A x) = y^\dagger A \tag{4.33}$$

$$\nabla_x(x^\dagger A x) = 2Ax \tag{4.34}$$

4. 복소 신호들에 대한 상관 행렬들

복소 벡터 량에 대해 관계된 상관 행렬 정의들은 식(4.7)과 식(4.8)로부터 수정된다.

$$R_{xx} \triangleq E\{x^* x^T\} \text{ 그리고, } R_{xy} \triangleq E\{x^* y^T\} \tag{4.35}$$

논문에서 발견되는 대체 상관 행렬 정의는 다음과 같이 주어진다.

$$R_{xx} \triangleq E\{x^* x^\dagger\} \text{ 그리고, } R_{xy} \triangleq E\{x^* y^\dagger\} \tag{4.36}$$

식(4.36)의 정의는 단지 식(4.35)에 주어진 정의의 복소 공액된 행렬이다.

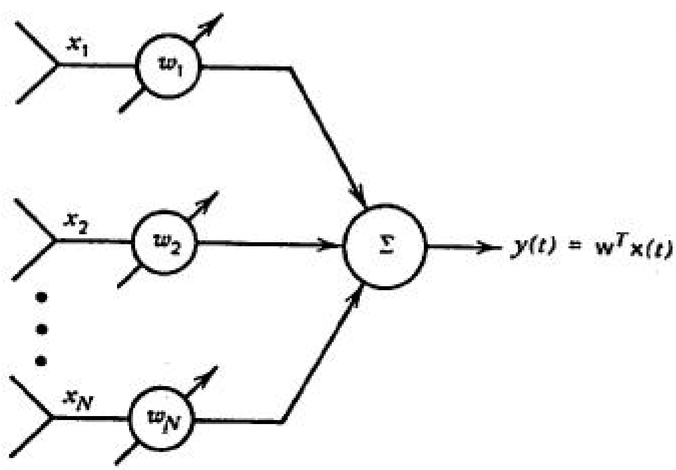
사람들이 하나의 정의 또는 다른 정의에 일관되게 얽매이는 한 (선택된 성능 측정 방법으로) 얻어진 결과들은 같게 나올 것이다; 그래서 이용하려는 정의를 고르는 것은 중요하지 않다. 위의 정의들 모두 다음과 같다.

$$R^\dagger_{xx} \triangleq R_{xx} \text{ 그리고, } R^\dagger_{xy} \triangleq R_{xy} \text{ 이다.} \tag{4.37}$$

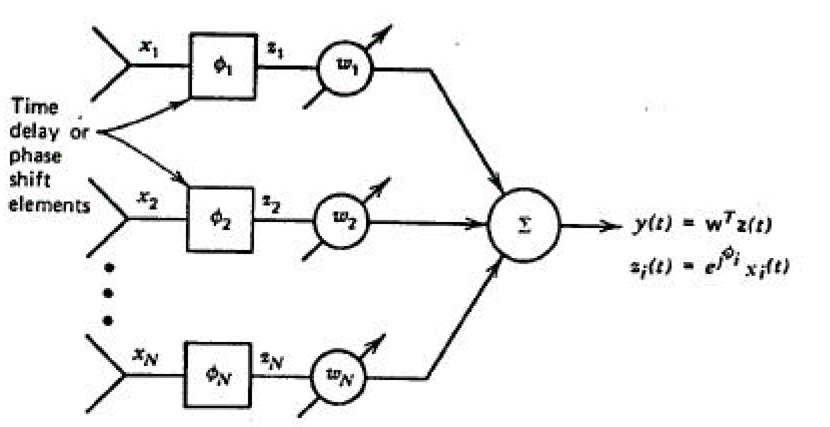
그래서, 자기상관 행렬 R_{xx}는 Hermitian이다. 반면에 상호 상관 행렬 R_{xy}는 일반적으로 Hermitian이 아니다. (왜냐하면 $R_{xy}^{\dagger} \neq R_{xy}$이기 때문이다)

자기상관 행렬이 positive definite 이던지 positive semidefinite 인지는 $\boldsymbol{x}(t)$와 관계된 신호 벡터가 $\boldsymbol{s}(t)$인지 $\boldsymbol{n}(t)$인지에 의해 구해진다.

제 2 절 기존어레이의 신호구성과 일렬로 배열된 어레이의 신호구성



(그림 4.1) 기존의 협대역 어레이



(그림 4.2) 신호의 일렬로 정렬된 협대역 어레이

다른 응용에서 유용하게 증명된 어레이에는 2가지 형태가 있다: (그림 4.1)에 그려진 기존의 어레이와 (그림 4.2)에 그려진 신호 일렬로 정렬된 어레이가 있다. 신호의 일렬로 정렬된 어레이는 요구된 신호의 도착 방향이 사전에 알려진 경우에 유용하다. 그리고, 이러한 정보는 각 채널에서 동시에 일어나는 요구된 신호들을 얻기 위해 이용될 수 있다. 신호의 일렬로 정렬된 어레이 구조의 한가지 장점은 처리기의 집합이 요구된 신호의 시간 구조에 독립적이라는 것이다. 여기에서 이것은 알려진(가정된) 요구된 신호의 방향으로부터 어레이의 임의 파형 입사에 대한 무왜곡 출력을 제공한다. [4.6]

그러한 처리기는 extracting impulse "burst"에 유용하다. 그것은 상대적으로 짧은 시간 간격동안만 존재된다.

(그림 4.1)과 (그림 4.2)에 그려진 어레이의 출력들은 각각 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y(t) = \boldsymbol{w}^{\dagger} \boldsymbol{x}(t) \quad \text{그리고,} \quad y(t) = \boldsymbol{w}^{\dagger} \boldsymbol{z}(t) \qquad (4.38)$$

여기에서 $\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t)$는 복소값을 지닌 함수인 수신 신호들의 벡터이다. 잡음 벡터 $\boldsymbol{n}(t)$는 안정한 , ergodic 그리고, 신호와 독립적인 방향성 및 열잡음 요소를 가진다고 가정된다.

신호 벡터 $\boldsymbol{s}(t)$는 다음과 같이 가정된 단일 방향성 신호원으로부터 각각의 어레이 센서 요소들로 유도된다.

$$s(t) = \sqrt{S}\, e^{j w_0 t} \tag{4.39}$$

여기에서 w_0는 (radian) 반송주파수이고, S는 신호전력을 표현한다.

이상적인 안테나 요소들을 가정하면, 각각의 어레이 요소들에 초래되는 신호요소는 방향성 신호원에 의해 야기된 첫 번째 어레이 요소에서 나타나는 신호로부터 위상천이된 모양이다. (어레이를 따라 전파되기 때문)

그러므로, 신호 벡터 $s(t)$는 다음과 같이 쓰여진다.

$$\boldsymbol{s}^T(t) = [\ \sqrt{S}\, e^{jw_0t},\ \sqrt{S}\, e^{jw_0t+\theta_1},\ \cdots\cdots,\ \sqrt{S}\, e^{jw_0t+\theta_{N-1}}\ ] = S(t)\,\boldsymbol{v} \tag{4.40}$$

여기에서 $\boldsymbol{v}$는 어레이 전파 벡터로 정의된다.

$$\boldsymbol{v}^T(t) = [\ 1\ ,\ e^{j\theta_1},\ \cdots\cdots\ ,\ e^{j\theta_{N-1}}\ ] \tag{4.41}$$

결과적으로, (그림 4.1)의 기존 어레이에 대한 수신 신호 벡터는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\boldsymbol{x}(t) = s(t)\,\boldsymbol{v} + \boldsymbol{n}(t) \tag{4.42}$$

(그림 4.2)의 신호의 일렬로 정렬된 어레이의 수신신호벡터는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\boldsymbol{z}(t) = s(t)\,\mathbf{1} + \boldsymbol{n}'(t) \tag{4.43}$$

여기에서 식(4.42)의 $\boldsymbol{v}$는 $\mathbf{1} = (1, 1, \cdots, 1)^T$ 로 재배치되었다. 왜냐하면 각 채널에서의 요구된 신호방식은 시간이 일렬로 정렬되고, 이상적이기 때문이다.

잡음 벡터 요소는 다음과 같이 된다.

$$n_i'(t) = n_i(t)\,e^{j\phi_i} \tag{4.44}$$

선택된 성능 측정들에 대해 최적의 해를 구함에 있어, 4개의 상관행렬들이 요구된다. 이러한 상관 행렬들은 다음의 협대역 상관성이 없는 신호처리과정과 같이 정의된다.

$$R_{ss} \triangleq E\{\boldsymbol{s}^*(t)\ \boldsymbol{s}^T(t)\} = S\,\boldsymbol{v}^*\,\boldsymbol{v}T \tag{4.45}$$

여기에서 S는 신호전력을 표시한다.

$$R_{nn} \triangleq E\{\boldsymbol{n}^*(t)\ \boldsymbol{n}^T(t)\} \tag{4.46}$$

$$r_{xs} \triangleq E\{\boldsymbol{x}^*(t)\ s(t)\} = S\,\boldsymbol{v}^T \tag{4.47}$$

$$R_{xx} \triangleq E\{\boldsymbol{x}^*(t)\ \boldsymbol{x}^T(t)\} = R_{ss} + R_{nn} \tag{4.48}$$

제 3 절 협대역 응용에서의 최적 어레이 처리

(그림 4.1)의 각 센서 요소 출력들에 대한 가중치를 조절하는 적응형 처리기의 동작을 주도하기 위해 여러 다른 성능 측정들이 채택될 수 있다는 것은 앞에서 주어졌다.

자, 복소 포락선 신호의 특성으로 4개의 일반적인 성능측정들을 수식화하는 문제를 고려해보고, 적응형 계수 벡터에 대한 최적 정상 상태 해결을 구하는 문제를 고려해보자.

고려되어야 할 성능 측정들은 다음과 같다 :

1. Mean Square Error (MSE) criterion
2. Signal to Noise Ratio (SNR) criterion
4. Maximum Likelihood (ML) criterion
4. Minimum noise Variance (MV) criterion

위 criteria의 이용은 협대역 시스템의 적응형 처리기 설계에 대해 고려될 것이다. 협대역 신호에 대해 적응형 처리기는 각 채널에 복소 계수들로 구성된 것처럼 간주될 것이다. ; 그러나, 광대역 신호에 대해 적응형 처리기는 어레이의 각 채널에서 보통 tapped-delay line 들에 의해 근사화되는 선형 필터들의 집합으로 구성된다.

개념적으로 광대역 처리기는 복소계수들에 의존하는 주파수 집합으로 간주될 수 있지만, 결과적으로 협대역 처리의 경우가 더 쉽다. 위 4가지 성능 측정들 각각에 대한 복소 계수 벡터의 최적해가 먼저 유도된다.

실수 표기와 복소수 표기 모두 같게 요구되므로, 유도는 실수 표기를 이용하여 수행된다.; 관계하는 복소해들은 학생들이 실수량에 대한

유도를 이용하지만, 복소수 표기를 이용하여 복소해를 구하도록 주어진다.

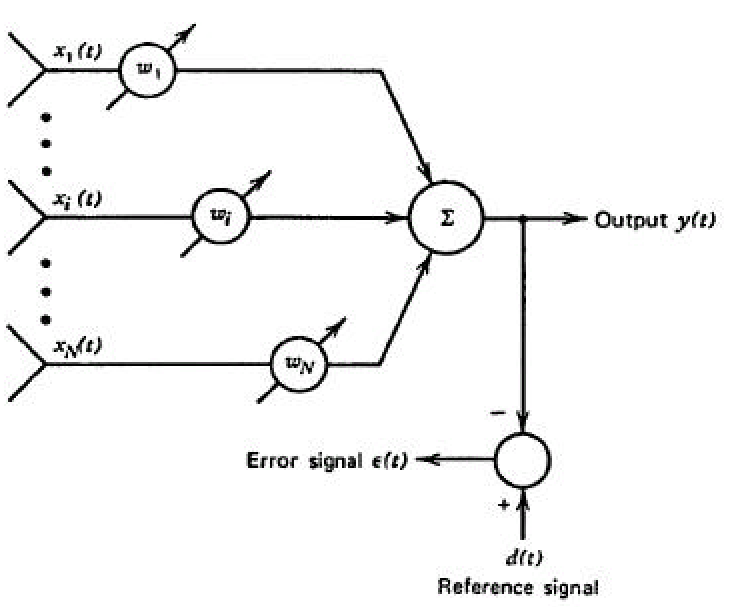
각각의 성능측정에 대한 요구된 결과의 유도를 따르면, 각각의 해는 결과값들의 인수분해로서 단일 최적해에 가깝게 관계된다. ; 이러한 인수분해는 얻어진 다양한 해와 Wiener 해법이라하는 형태 사이의 관계를 제공한다.

1. The Mean Square Error (MSE) Performance Measure

MSE 성능 측정은 Widrow et. al. [4.7]에 의해 기존 array 구성으로 고려되었다. 그리고, 이러한 기준에 기초한 추가적인 과정들이 개발되었고, 또한 확장되었다. [4.8],[4.9]

요구된 방향의 신호 $s(t)$가 알려지고 참조 신호 $d(t)$에 의해 표현된다고 하자. 통신 신호가 정보를 운반한다면 사전에 알려지지 않기 때문에 위와 같은 가정은 실제로 결코 이루어지지 않는다. 그럼에도 불구하고, 어레이 출력 신호를 적당히 처리함으로서 몇몇 sensor들의 $s(t)$를 간략화하여 적당한 참조신호 $d(t)$를 얻을 수 있다고 알려져 있다.

예를 들어, $s(t)$가 진폭 변조된 신호라면, $d(t)$에 대한 $s(t)$의 반송파 요소를 이용하여 적당한 동작을 얻는 것이 가능하다. 결과적으로 요구된 또는 "참조"신호의 개념은 유용한 수단이다. 그리고, 사람들은 적응형 필터를 통해 완전한 요구 신호특성을 분석하도록 한다.



(그림 4.3) 알고 있는 요구 신호의 기본적인 적응 어레이 구조

요구된 어레이 응답과 실제 어레이 출력 신호 사이의 차이는 (그림 4.3)에 보여지듯 에러 신호를 정의한다.

$$\varepsilon(t) = d(t) - \boldsymbol{w}^T x(t) \tag{4.49}$$

제곱된 에러는 다음과 같이 쓰여진다.

$$\varepsilon^2(t) = d^2(t) - 2d(t)\,\boldsymbol{w}^T \boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{x}(t)\,\boldsymbol{x}^T(t)\,\boldsymbol{w} \tag{4.50}$$

식(4.50)의 양변을 평균 취하면

$$E\{\varepsilon^2(t)\} = \overline{d^2(t)} - 2\,\boldsymbol{w}^T R_{xd} + \boldsymbol{w}^T R_{xx}\boldsymbol{w} \tag{4.51}$$

여기에서

$$R_{xd} = \begin{bmatrix} \overline{x_1(t)\,d(t)} \\ \overline{x_2(t)\,d(t)} \\ \vdots \\ \overline{x_N(t)\,d(t)} \end{bmatrix} \tag{4.52}$$

$d(t) = s(t)$**이므로 식**(4.39)**에서** $\overline{d^2(t)} = S$ **이다**.

$$E\{\varepsilon^2(t)\} = S - 2\,\boldsymbol{w}^T R_{xd} + \boldsymbol{w}^T R_{xx}\boldsymbol{w} \tag{4.53}$$

계수 벡터 w**를 적당히 선택함으로서 식**(4.53)**이 최소화된다**. **식**(4.53)**은** w**의** 2**차 방정식 함수이므로 이 함수의 극값은 최소이다**. **게다가** $E\{\varepsilon^2(t)\}$**의 최소값을 제공하는** w**는 계수 벡터가** 0**이 되는 식**(4.53)**의** gradient**에서 구해진다**.

즉, $\nabla_w \overline{\varepsilon^2} = 0$ (4.54)

$$\nabla_w \overline{\varepsilon^2} = -2R_{xd} + 2R_{xx}\boldsymbol{w} \tag{4.55}$$

계수 벡터의 최적 선택은 다음을 만족해야만 한다.

$$R_{xx}\,\boldsymbol{w}_{opt} = R_{xd} \qquad \text{또는} \qquad \boldsymbol{w}_{opt} = R_{xx}^{-1}R_{xd} \tag{4.56}$$

$\boldsymbol{w}_{opt}$**에 대한 식**(4.56)**은 행렬 형태의** Winer-Hopf **식이다**. **그리고**,

결국 최적의 "Wiener 해법"이라고 일컬어진다.

만약 $d(t) = s(t)$와 식(4.39), 식(4.42)를 이용한다면, 다음과 같아진다.

$$R_{xd} = E\{\boldsymbol{x}\ d\} = \boldsymbol{S}\,\boldsymbol{v} \tag{4.57}$$

$$\boldsymbol{w}_{MSE} = \boldsymbol{S}\,R_{xx}^{-1}\boldsymbol{v} \tag{4.58}$$

여기에서 R_{xx}는 nonsingular 이어서 R_{xx}^{-1}이 존재한다고 가정된다.

계수 벡터가 $\boldsymbol{w}_{MSE}$와 같다고 하면, 식(4.53)에서 결과적인 최소 MSE는 다음과 같다.

$$\overline{\varepsilon^2_{\min}} = \boldsymbol{S} - R_{xd}^{-1} R_{xx}^{-1} R_{xd} \tag{4.59}$$

복소량에 대해 식(4.53)은 다음과 같아진다.

$$\overline{\varepsilon^2_{\min}} = \boldsymbol{S} - 2Re\{\boldsymbol{w}^{\dagger} R_{xd}\} + \boldsymbol{w}^{\dagger} R_{xx}\boldsymbol{w} \tag{4.60}$$

식(4.58)은 다음과 같아진다.

$$w_{MSE} = \boldsymbol{S}\ R_{xx}^{-1}\ \boldsymbol{v}^{*} \tag{4.61}$$

그리고, 식(4.59)는 다음과 같아진다.

$$\overline{\varepsilon^2_{\min}} = \boldsymbol{S} - R_{xd}^{\dagger} R_{xx}^{-1} R_{xd} \tag{4.62}$$

2. The Signal-to-Noise Ratio(SNR) Performance Measure

SNR을 최대화시키는 것에 기초한 적응 처리기의 동작은 통신과 탐지 시스템에서의 이용을 위해 기존 어레이 구성을 발달시켰다. [4.5]

(그림 4.1)의 적응형 어레이로부터 출력신호는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$y(t) = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{x}(t) \tag{4.63}$$

여기에서 입력신호 벡터는 신호요소 $\boldsymbol{s}(t)$와 잡음요소 $\boldsymbol{n}(t)$의 합으로서 간주된다.

$$x(t) = \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \tag{4.64}$$

어레이 출력신호의 신호와 잡음 요소들은 다음과 같이 쓰여진다.

$$y_s(t) = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{s}(t) = \boldsymbol{s}^T(t)\boldsymbol{w} \tag{4.65}$$

$$y_n(t) = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{n}(t) = \boldsymbol{n}^T(t)\boldsymbol{w} \tag{4.66}$$

여기에서

$$\boldsymbol{s}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{s}_1(t) \\ \boldsymbol{s}_2(t) \\ \vdots \\ \boldsymbol{s}_N(t) \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{n}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{n}_1(t) \\ \boldsymbol{n}_2(t) \\ \vdots \\ \boldsymbol{n}_N(t) \end{bmatrix} \tag{4.67}$$

결과적으로 출력 신호의 전력과 출력 잡음 전력은 다음과 같다.

$$E\ \{\ |y_s(t)|^2\ \} = |\overline{\boldsymbol{w}^T\boldsymbol{s}}|^2 \tag{4.68}$$

$$E\ \{\ |y_n(t)|^2\ \} = |\overline{\boldsymbol{w}^T\boldsymbol{n}}|^2 \tag{4.69}$$

출력 SNR은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{S}{N} = \frac{|\overline{\boldsymbol{w}^T\boldsymbol{s}}|^2}{|\overline{\boldsymbol{w}^T\boldsymbol{n}}|^2} = \frac{\boldsymbol{w}^T[\overline{\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^T}]\boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^T[\overline{\boldsymbol{n}\boldsymbol{n}^T}]\boldsymbol{w}} = \frac{\boldsymbol{w}^T R_{ss}\boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^T R_{nn}\boldsymbol{w}} \tag{4.70}$$

$$\frac{S}{N} = \frac{\boldsymbol{z}^T R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2}\boldsymbol{z}}{\boldsymbol{z}^T\boldsymbol{z}} \tag{4.71}$$

여기에서 $$\boldsymbol{z} \triangleq R_{nn}^{-1/2}\boldsymbol{w} \tag{4.72}$$

식(4.70)은 기본 2차 방정식 형태이고, 대칭형 행렬 $R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2}$ (또는 이전의 $R_{nn}^{-1} R_{ss}$)의 최소, 최대 고유치에 의해 제한된다. 적당하게 계수 벡터 w를 선택함으로서 (식4.70)의 최적화는 고유치 문제를 초래한다. 여기에서 s/n 비율은 다음 관계식을 만족해야만 한다 [4.10].

$$R_{ss}\boldsymbol{w} = (s/n)\ R_{nn}\boldsymbol{w} \tag{4.73}$$

여기에서 s/n은 위에서 쓰여진 대칭형 행렬의 고유치를 표현한다. 식(4.73)을 만족하는 최대 고유치는 $(s/n)_{opt}$에 의해 표시된다.

$(s/n)_{opt}$와 같이 최적화 소자 계수들을 표현하는 단일 고유벡터 $\mathbf{w}_{opt}$가 있다. 그러므로,

$$R_{ss}\ \mathbf{w}_{opt} = \left(\frac{s}{n}\right)_{opt} R_{nn}\ \mathbf{w}_{opt} \tag{4.74}$$

$(s/n)_{opt}$에 해당하는 식(4.70)을 식(4.74)로 대체하면,

$$R_{ss}\ \mathbf{w}_{opt} = \frac{\mathbf{w}_{opt}^T R_{ss}\ \mathbf{w}_{opt}}{\mathbf{w}_{opt}^T R_{nn}\ \mathbf{w}_{opt}} R_{nn}\ \mathbf{w}_{opt} \tag{4.75}$$

$R_{ss} = [\overline{\mathbf{s}\ \mathbf{s}^T}]$ 로 대체하고 식(4.75)의 양쪽 변에 있는 스칼라량인 $\mathbf{s}^T\ \mathbf{w}_{opt}$를 없애면 우리는 다음과 같은 결과를 얻게 된다.

$$\mathbf{s} = \frac{\mathbf{w}_{opt}^T \mathbf{s}}{\mathbf{w}_{opt}^T R_{nn}\ \mathbf{w}_{opt}} R_{nn}\ \mathbf{w}_{opt} \tag{4.76}$$

$\frac{\mathbf{w}_{opt}^T \mathbf{s}}{\mathbf{w}_{opt}^T R_{nn}\ \mathbf{w}_{opt}}$는 c라고 표기된 단지 복소수(스칼라)로 보여질 수 있다.

$$\mathbf{w}_{opt} = \left(\frac{1}{c}\right) R_{nn}^{-1}\ \mathbf{s} \tag{4.77}$$

식(4.39)로부터 $\mathbf{s}$의 포락선은 $\sqrt{S}\,\mathbf{v}$이므로

$$\mathbf{w}_{SNR} = \alpha R_{nn}^{-1}\ \mathbf{v} \tag{4.78}$$

여기에서 $\alpha = \frac{\sqrt{S}}{c}$

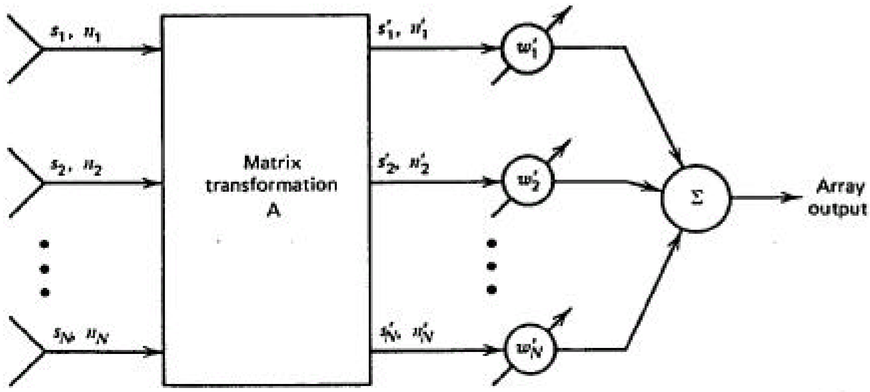
$(s/n)_{opt}$가 가질 수 있는 최대치는 기존 시스템을 직교성 시스템 변수들로 변환함으로서 쉽게 얻어진다. R_{nn}은 positive definite Hermitian 행렬이므로 (그림 4.4)에 보여지듯 nonsingular 좌표변환에 의해 대각선화될 수 있다. 그러한 변환은 모든 소자 채널들이 상관성이 없는 동등한 잡음전력요소를 가지도록 선택될 수 있다.

A에 의해 이러한 대각선화를 수행하는 변환 행렬을 쓰면

$$\mathbf{s}' = \mathbf{A}\ \mathbf{s} \tag{4.79}$$

$$\mathbf{n}' = \mathbf{A}\ \mathbf{n} \tag{4.80}$$

여기에서 프라임 (')은 변환한 뒤의 양이다. 어레이 출력의 신호와 잡음 요소는 다음과 같아진다.



(그림 4.4) orthonormal 변환의 함수적 표현과
기존 어레이 시스템과 같은
적응 계수 조합기

$$y_s = \boldsymbol{w}'^T \boldsymbol{s}' = \boldsymbol{w}'^T \boldsymbol{A} \ \boldsymbol{s} \tag{4.81}$$

$$y_n = \boldsymbol{w}'^T \boldsymbol{n} = \boldsymbol{w}'^T \boldsymbol{A} \ \boldsymbol{n} \tag{4.82}$$

(그림 4.4)의 시스템 어레이출력은 (그림 4.1)의 시스템 출력과 같다. 그것은 다음이 필수적이다.

$$\boldsymbol{w} = \boldsymbol{A}^T \boldsymbol{w}' \tag{4.83}$$

직교성 시스템의 출력잡음전력은 다음과 같이 주어진다.

$$E\{|y_n(t)|^2\} = E\{|\boldsymbol{w}'^T \boldsymbol{n}'|^2\} = \boldsymbol{w}'^T E\{\boldsymbol{n}' \boldsymbol{n}'^T\}\boldsymbol{w}' \tag{4.84}$$

변환행렬 A가 다양한 잡음요소와 decorrelate되고 그들의 전력과

같기 때문에 잡음처리과정 $n'(t)$의 공분산 행렬은 항등 행렬이 된다. 즉, 다시 말하자면

$$E\{\mathbf{n}'\mathbf{n}'^T\} = \mathbf{I}_N \tag{4.85}$$

식(4.84)와 식(4.85)로부터

$$E\{|y_n(t)|^2\} = \mathbf{w}'^T\mathbf{w}' = ||\mathbf{w}'||^2 \tag{4.86}$$

(그림 4.1)의 기존 시스템의 출력잡음전력은 다음과 같이 주어진다.

$$E\{|y_n(t)|^2\} = \mathbf{w}^T R_{nn}\mathbf{w} \tag{4.87}$$

식(4.83)을 식(4.87)로 대체하면 우리는 다음을 알게 된다.

$$E\{|y_n(t)|^2\} = \mathbf{w}'^T\mathbf{A}\ R_{nn}\ \mathbf{A}^T\mathbf{w}' \tag{4.88}$$

두 시스템의 출력잡음전력이 같을 때 다음이 필요하다.

$$\mathbf{A}\ R_{nn}\ \mathbf{A}^T = \mathbf{I}_N \tag{4.89}$$

$$R_{nn} = [\mathbf{A}^T\mathbf{A}]^{-1} \tag{4.90}$$

식(4.90)은 단순히 변환 A가 행렬 R_{nn}을 대각선화하고 평균화시킨다는 사실을 표현한다. orthonormal 어레이 시스템의 신호출력은 식(4.81)에 의해 주어진다. 이러한 표현에 Cauchy-Schwartz를 적당하게

적용시키면 다음과 같이 어레이 출력 신호에 상한선을 준다.

$$|y_s(t)|^2 = ||\boldsymbol{w}'||^2 \; ||\boldsymbol{s}'||^2 \tag{4.91}$$

여기에서 $||\boldsymbol{s}'||^2 = \boldsymbol{s}'^T \boldsymbol{s}'$, $||\boldsymbol{w}'||^2 = \boldsymbol{w}'^T \boldsymbol{w}'$ (4.92)

식(4.86)**과 식**(4.91)**로부터** SNR**의 최대가능치는 다음과 같이 주어진다.**

$$SNR_{\max} = ||\boldsymbol{s}'||^2 \tag{4.93}$$

식(4.79)**를 식**(4.83)**으로 대체하고 식**(4.93)**과 식**(4.90)**을 이용하면**

$$SNR_{opt} = \boldsymbol{s}^T R_{nn}^{-1} \boldsymbol{s} \tag{4.94}$$

복소량에 대해 식(4.70)**은 다음과 같아진다**

$$\left(\frac{s}{n}\right) = \frac{\boldsymbol{w}^\dagger \left[\overline{\boldsymbol{s}^* \boldsymbol{s}^T}\right] \boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^\dagger \left[\overline{\boldsymbol{n}^* \boldsymbol{n}^T}\right] \boldsymbol{w}} = \frac{\boldsymbol{w}^\dagger R_{ss} \boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^\dagger R_{nn} \boldsymbol{w}} \tag{4.95}$$

식(4.78)**은 다음과 같이 대체된다**

$$\boldsymbol{w}_{SNR} = \alpha R_{nn}^{-1} \boldsymbol{v}^* \tag{4.96}$$

식(4.90)**은**

$$R_{nn} = [\boldsymbol{A}^T \boldsymbol{A}^*]^{-1} \tag{4.97}$$

반면에 식(4.94)는

$$SNR_{opt} = \boldsymbol{s}^T R_{nn}^{-1} \boldsymbol{s}^* \tag{4.98}$$

적응형 처리기를 설계할 때 계수들이 $R_{nn}\boldsymbol{w} = \alpha \boldsymbol{v}^*$를 만족한다는 것은 정지환경에서조차(재밍신호도 없고 요구된 신호도 없을때) 출력 SNR이 governing performance criterion이라는 것을 의미한다. 그러나 보통 어레이 빔 형태의 부엽 레벨에 대한 조절을 위해 출력 SNR을 타협할 필요가 있다. 빔 sharping에 더 좋은 유연성을 주는 선택적인 성능 측정은 다음에 묘사된 방법으로 소개될 수 있다. 일반적인 정지 신호환경에서 대부분의 요구된 어레이 계수 벡터 선택이 $\boldsymbol{w}_q$에 의해 주어진다고 하자. (여기에서 $\boldsymbol{w}_q$는 이득, 부엽 레벨 등등 사이에서의 디자이너가 취하는 가장 바람직한 절충안이다) 이러한 정지환경에서 신호의 공분산 행렬은 R_{nn_q}이다. 다음 식에 의해 열 벡터 $\boldsymbol{t}$를 정의한다.

$$R_{nn_q} \boldsymbol{w}_q = \alpha \boldsymbol{t}^* \tag{4.99}$$

식(4.99)를 식(4.96)과 비유하면 우리는 최대화된 비율이 더 이상 식(4.95)가 아님을 알 수 있다. 그러나 수정된 비율은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{|\boldsymbol{w}^\dagger \boldsymbol{t}|^2}{\boldsymbol{w}^\dagger R_{nn} \boldsymbol{w}} \tag{4.100}$$

이러한 비율은 SNR보다 더 일반적인 criterion이다. 그리고, 종종 실제적으로 이용된다. 벡터 t 는 일반화된 신호벡터로서 제안되고 비율 식(4.100)은 일반화된 신호대 잡음비율(GSNR)이라 불린다.

개별 목적으로 평범한 SNR이 보통 이용된다. 하지만 GSNR은 실제적으로 종종 이용된다. (그림 4.1)의 적응형 어레이는 Coherent Sidelobe Canceller(CSLC)의 일반화로서 고려된다. 이전의 SNR 성능 측정 개념의 적용 그림처럼 부엽 제거가 어떻게 적응형 어레이의 특별한 경우로서 간주되는지를 보여주는 것이 유용하다.

3. The Maximum Likelihood (ML) Performance Measure

요구된 신호의 파형이 완전하게 알지 못할 때 요구된 신호는 시간 함수로서 간주된다. 요구된 신호의 maximum likelihood estimation의 유도는 잡음 요소가 다차원 가우시안 분포라는 가정을 요구한다. 입력 신호의 벡터는 다음과 같이 쓰여진다.

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \tag{4.101}$$

여기에서

$$\boldsymbol{s}(t) = s(t)\,\boldsymbol{v} \tag{4.102}$$

(그림 4.1)의 기존 어레이에서 $s(t)$ 의 추정치를 얻는 것이 요구된다. 입력 신호 벡터의 likelihood function은 다음과 같이 정의한다.

$$\ell[\boldsymbol{x}(t)] = -\ln[P\{x(t) | \boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t)\}] \tag{4.103}$$

여기에서 $P\{z|y\}$는 y라는 사건이 주어진 경우 z에 대한 확률

밀도 함수이다. 식(4.103)에 의해 정의된 likelihood funtion은 요구된 신호와 간섭잡음 모두를 포함하는 입력 신호 벡터 $\boldsymbol{x}(t)$에 대한 확률 밀도 함수의 음의 자연로그이다.

잡음 벡터 $\boldsymbol{n}(t)$가 안정된 상태로서 모델링될 수 있다고 하자. (공분산 행렬 R_{nn}을 가지는 평균이 0인 가우시안 랜덤 벡터)

게다가 $\boldsymbol{x}(t)$가 평균 $s(t)\,\boldsymbol{v}$를 가지는 안정화된 가우시안 랜덤벡터라고 가정하자. 여기에서 $s(t)$는 예측가능하지만 양을 알 수는 없다. 이러한 가정에서 likelihood function은 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\ell\,[\,\boldsymbol{x}(t)\,] = c\,[\,\boldsymbol{x}(t) - s(t)\,\boldsymbol{v}\,]^T R_{nn}^{-1}\,[\,\boldsymbol{x}(t) - s(t)\,\boldsymbol{v}\,] \tag{4.104}$$

여기에서 c는 $\boldsymbol{x}(t)$와 $s(t)$에 독립적인 스칼라 상수이다.

최대 likelihood processor는 $s(t)$의 추정치를 구함으로서 얻어진다. $\hat{s}(t)$로 쓰여지는 값은 식(4.104)을 최대화시킨다.

$\ell\,[\,\boldsymbol{x}(t)\,]$를 $s(t)$로 부분미분하면 0이 나온다고 하면

$$\frac{\partial \ell\,[\,\boldsymbol{x}(t)\,]}{\partial s(t)} = -2\,\boldsymbol{v}^T R_{nn}^{-1}\boldsymbol{x}(t) + 2\hat{s}(t)\,\boldsymbol{v}^T R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v} = 0 \tag{4.105}$$

$\ell\,[\,\boldsymbol{x}(t)\,]$를 최대화시키는 $\hat{s}(t)$는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{s}(t)\,\boldsymbol{v}^T R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v} = \boldsymbol{v}^T R_{nn}^{-1}\boldsymbol{x}(t) \tag{4.106}$$

$\boldsymbol{v}^T R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}$ 값이 스칼라이기 때문에 식(4.106)는 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$\hat{s}(t) = \frac{\mathbf{v}^T R_{nn}^{-1}}{\mathbf{v}^T R_{nn}^{-1} \mathbf{v}} \mathbf{x}(t) \tag{4.107}$$

이는 $\hat{s}(t) = \mathbf{w}_{ML}^T \mathbf{x}(t)$ **의 형태이다.**

결과적으로 최대 likelihood **계수 벡터는 다음과 같다.**

$$\mathbf{w}_{ML} = \frac{\mathbf{v}^T R_{nn}^{-1}}{\mathbf{v}^T R_{nn}^{-1} \mathbf{v}} \tag{4.108}$$

복소량에 대해 식(4.104)**은**

$$\ell[\mathbf{x}(t)] = c\,[\mathbf{x}(t) - s(t)\mathbf{v}]^\dagger R_{nn}^{-1} [\mathbf{x}(t) - s(t)\mathbf{v}] \tag{4.109}$$

똑같은 방식으로 식(4.106)**는**

$$\hat{s}(t)\ \mathbf{v}^\dagger R_{nn}^{-1} \mathbf{v} = \mathbf{v}^\dagger R_{nn}^{-1} \mathbf{x}(t) \tag{4.110}$$

그리고, 식(4.108)**에 의해 표현된 결과치는 다음과 같아진다.**

$$\mathbf{w}_{ML} = \frac{R_{nn}^{-1} \mathbf{v}}{\mathbf{v}^\dagger R_{nn}^{-1} \mathbf{v}} \tag{4.111}$$

4. The Minimum Noise Variance (MV) Performance Measure

요구된 신호 $s(t)$ **와 요구된 신호 방향 모두 아는 경우 출력 잡음 분산을 최소화하는 것은 좋은 신호 수신을 확신하는 수단을 제공한다.**

그리고, 이러한 성능측정에 기초한 방법들이 개발되었다. [4.11]

(그림 4.2)의 신호의 aligned 어레이에서 어레이 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$y(t) = \mathbf{w}^T \mathbf{z}(t) = s(t) \sum_{i=1}^{N} w_i + \sum_{i=1}^{N} w_i n_i' \qquad (4.112)$$

여기에서 n_i'는 신호의 일렬로 정렬된 위상천이 이후의 잡음 요소를 표현한다. 우리가 어레이 계수들의 합이 1이라고 할 때 출력신호는

$$y(t) = s(t) + \mathbf{w}^T n'(t) \qquad (4.113)$$

이는 unbiased 출력신호를 표현한다. 왜냐하면

$$E\{y(t)\} = s(t) \qquad (4.114)$$

이기 때문이다. 어레이 출력의 분산은 다음과 같이 표현된다.

$$var[y(t)] = E\{\mathbf{w}^T \mathbf{n}'(t) \mathbf{n}'^T(t) \mathbf{w}\} = \mathbf{w}^T R_{n'n'} \mathbf{w} \qquad (4.115)$$

신호의 일렬로 정렬된 위상 천이 전에 나타나는 잡음 벡터 $\mathbf{n}(t)$와 $\mathbf{n}'(t)$ 사이의 관계는 다음과 같다.

$$\mathbf{n}'(t) = \Phi\, \mathbf{n}(t) \qquad (4.116)$$

여기에서 Φ는 대각화 단위 변환이다.

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} e^{j\phi_1} & & & 0 \\ & e^{j\phi_2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{j\phi_N} \end{bmatrix} \tag{4.117}$$

어레이 출력의 분산은 그러한 단위 변환에 의해 영향을 받지 않는다.

$$var[y(t)] = \boldsymbol{w}^T R_{n'n'} \boldsymbol{w} = \boldsymbol{w}^T R_{nn} \boldsymbol{w} \tag{4.118}$$

$$\boldsymbol{w}_{MV} \boldsymbol{1} = 1 \tag{4.119}$$

은 식(4.118)을 최소화하기 위해 요구된다.

여기에서

$$\boldsymbol{1} = [1, 1, \cdots, 1] \tag{4.120}$$

이러한 최소화 문제를 풀기 위해 변형된 성능 criterion을 형성시킨다.

$$\wp_{MV} = \frac{1}{2} \boldsymbol{w}^T R_{nn} \boldsymbol{w} + \lambda[1 - \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{1}] \tag{4.121}$$

여기에서 λ 요소는 Lagrange multiplier 이다. $\wp_{MV}$는 w의 quadratic 함수이므로 w에 대한 최적 선택은 gradient $\nabla_w \wp_{MV}$를 0으로 둠으로서 구해진다.

$$\nabla_w \wp_{MV} = R_{nn} \boldsymbol{w} - \lambda \boldsymbol{1} \tag{4.122}$$

$$\boldsymbol{w}_{MV} = R_{nn}^{-1} \mathbf{1} \lambda \tag{4.123}$$

최적해 $\boldsymbol{w}_{MV}$**는 다음 조건을 만족해야만 한다.**

$$\boldsymbol{w}_{MV} \mathbf{1} = 1 \tag{4.124}$$

그리고, 식(4.124)**을 식**(4.123)**로 대체함으로서 다음과 같은 결과가 얻어진다.**

$$\lambda = \frac{1}{\mathbf{1}^T R_{nn}^{-1} \mathbf{1}} \tag{4.125}$$

$$\boldsymbol{w}_{MV} = \frac{R_{nn}^{-1} \mathbf{1}}{\mathbf{1}^T R_{nn}^{-1} \mathbf{1}} \tag{4.126}$$

여기에서 $\boldsymbol{w}_{MV}$**는 식**(4.124)**을 만족한다.**

식(4.126)**를 식**(4.118)**로 대체시킴으로서 출력 잡음 분산의 최소값은 다음과 같이 구해진다.**

$$var_{\min}[y(t)] = \frac{1}{\mathbf{1}^T R_{nn}^{-1} \mathbf{1}} \tag{4.127}$$

만약 복소량이 주어진다면 이전의 모든 표현들은 바뀌지 않는다. 왜냐하면 단지 요구되는 변형식은 공분산 행렬 R_{nn}**의 정의이다.**

5. 최적해의 수식화

최소 분산 계수를 제외하고 이전 장에서 얻어진 모든 해들은 기존 어레이에 적용되었다. 여기에서 제출된 문제를 정의하기 위해 신호의 일렬로 정렬된 어레이를 이용할 필요가 있다.

얻어진 각각의 해결책들은 스칼라 이득 요소만이 다르기 때문에 서로 다른 것들과 근접하게 연관된다. 그러므로 다른 해들은 이상적인 출력 SNR값을 소유한다. 이러한 관계는 다양한 해들을 수식화함으로서 쉽게 보여질 수 있다. 최소 MSE 성능측정으로 얻어진 최적 계수 벡터는 식(4.61)로부터 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\boldsymbol{w}_{MSE} = R_{xx}^{-1}\boldsymbol{s}\,\boldsymbol{v}^{*} = [\,\boldsymbol{s}\,\boldsymbol{v}^{*}\,\boldsymbol{v}^{T} + R_{nn}\,]^{-1}\boldsymbol{s}\,\boldsymbol{v}^{*} \qquad (4.128)$$

항등 행렬을 식(4.128)에 적용하면

$$\boldsymbol{w}_{MSE} = \left[\boldsymbol{s}\,R_{nn}^{-1} - \frac{\boldsymbol{s}^{2} R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}^{*}\,\boldsymbol{v}^{T} R_{nn}^{-1}}{1 + \boldsymbol{s}\,\boldsymbol{v}^{T} R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}^{*}}\right]\boldsymbol{v}^{*} = \left[\frac{\boldsymbol{s}}{1 + \boldsymbol{s}\,\boldsymbol{v}^{T} R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}^{*}}\right] R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}^{*} \qquad (4.129)$$

식(4.129)로부터 최소 MSE 계수들은 행렬 필터 $R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}^{*}$ 과 스칼라 요소의 곱으로써 주어진다.

$\boldsymbol{w} = R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}^{*}$와 관련된 선형 행렬 필터의 출력에 나타나는 잡음전력 N_0와 신호전력 S_0를 고려하자.

$$N_0 = \boldsymbol{w}^{\dagger} R_{nn}\,\boldsymbol{w} = \boldsymbol{v}^{T} R_{nn}^{-1}\boldsymbol{v}^{*} \qquad (4.130)$$

$$S_0 = \boldsymbol{w}^{\dagger} R_{ss}\,\boldsymbol{w} = \boldsymbol{s}\,\boldsymbol{N}_0^{2} \qquad (4.131)$$

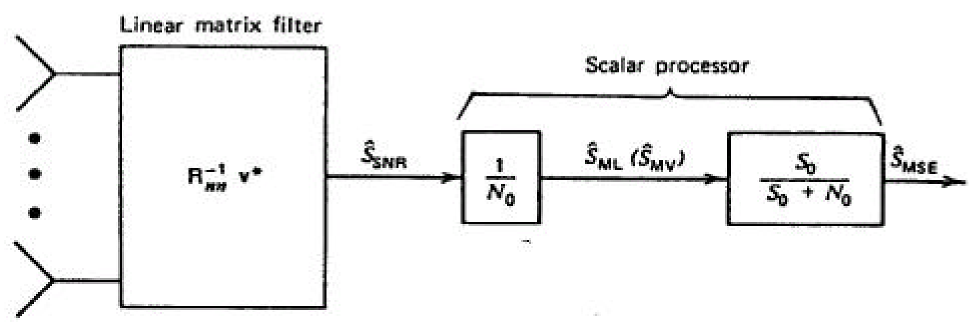
1.과 3.에 주어진 최적 계수 벡터 해 (MSE 와 ML 비율 성능 측정)은 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\mathbf{w}_{MSE} = \frac{1}{N_0}\frac{S_0}{N_0+S_0}R_{nn}^{-1}\mathbf{v}^* \tag{4.132}$$

$$\mathbf{w}_{ML} = \frac{1}{N_0}R_{nn}^{-1}\mathbf{v}^* \tag{4.133}$$

유사하게 $\mathbf{v} = \mathbf{1}$ 인 신호의 일렬로 정렬된 어레이에서 ML 계수들은 unbiase로 감소된다. 즉 다시 말하자면

$$\mathbf{w}_{ML}\Big|_{\mathbf{v}=\mathbf{1}} = \frac{R_{nn}^{-1}\mathbf{1}}{\mathbf{1}^T R_{nn}^{-1}\mathbf{1}} = \mathbf{w}_{MV} \tag{4.134}$$



(그림 4.5) maximum SNR, ML, MV 처리기를 보여주는 공통인자 최소 MSE 처리기

위 표현식들은 최소 MSE 처리기가 (그림 4.5)에 보여진 것처럼 다

른 성능 측정들과 관계된 추정치를 주는 스칼라 처리기에 의해 선형 행렬 필터로 수식화 함으로서 얻어질 수 있다.

최적 계수 벡터에서 얻어진 미분해들은 다음과 같은 형태로 표현될 수 있다.

$$\boldsymbol{w} = \beta R_{nn}^{-1} \boldsymbol{v}^{*} \tag{4.135}$$

여기에서 β 는 대략적인 스칼라 이득이다. 그리고 그들은 같은 SNR을 준다. 이는 다음과 같이 표현된다.

$$\left(\frac{s}{n}\right) = \frac{\boldsymbol{w}^{\dagger} R_{ss} \boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^{\dagger} R_{nn} \boldsymbol{w}} = \frac{\beta^{2} \boldsymbol{s}\ \boldsymbol{v}^{T} (R_{nn}^{-1}) \boldsymbol{v}^{*}\ \boldsymbol{v}^{T} R_{nn}^{-1} \boldsymbol{v}^{*}}{\beta^{2}\ \boldsymbol{v}^{T} (R_{nn}^{-1}) \boldsymbol{v}^{*}}$$
$$= S\ \boldsymbol{v}^{T} R_{nn}^{-1} \boldsymbol{v}^{*} \tag{4.136}$$

광대역 처리기의 경우에 다양한 추정과 탐지 문제에 대한 해들이 스칼라 처리에 의해 선형 행렬 필터로 수식화될 수 있음을 유사하게 보일 수 있다.

적응형 어레이에서 다른 성능 기준을 이용한 최적 계수 벡터 해가 Wiener 해에 의해 주어진다는 사실은 이론적인 적응형 어레이 정상상태 성능 제한을 하는 Wiener-Hopf 식의 기본적인 중요성을 강조한다.

이러한 이론적인 성능 제한들은 어레이 실행에 있어 임의의 증진이 어레이 정상상태 성능을 얼마나 증강시킬 수 있는지를 설계자에게 제공한다. 그리고, 그들은 선택적 설계의 가치를 판단하는 중요한 도구가 된다.

제 5 장 멀티빔 위성 적응 어레이 시스템

앞에서 언급한 바와 같이 밀터빔 위성 안테나 시스템은 커버리지를 최적화시킬 수 있으며 여러개의 빔을 동시에 방사하면 각 빔들은 빔폭이 감소함에 따라 안테나 이득이 증가하게 된다. 따라서 같은 송신 출력으로 위성 커버리지도 증가하게 되고, 시스템 용량이 증가되며 통신품질도 향상시킬 수 있다. 다만 빔수가 증가하면 시스템이 복잡하게 되는 단점이 있다. 상향링크의 경우에 $(C/N_0)_u$ 는 다음과 같이 주어진다.

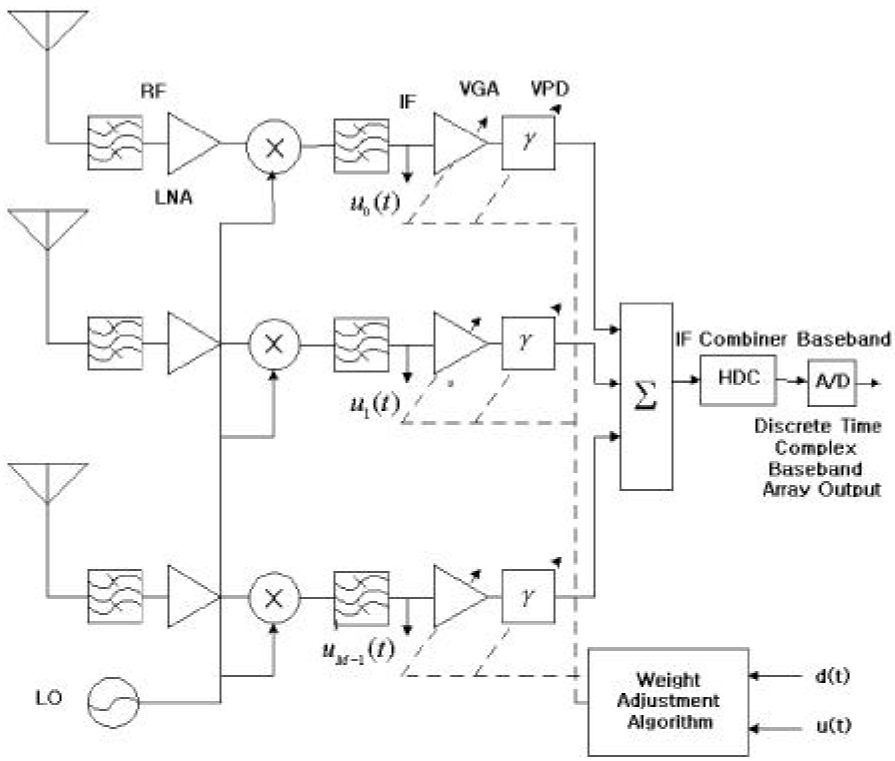
$$(C/N_0)_u = P_e + G_e + (G/T)_s - L_u \qquad (5.1)$$

여기서 P_e와 G_e는 각각 지구국의 송신출력과 송신 안테나 이득이며 $(G/T)_s$는 위성국의 수신 안테나 이득과 수신기 입력단에서의 잡음온도비이고 L_u는 공간손실을 나타낸다.

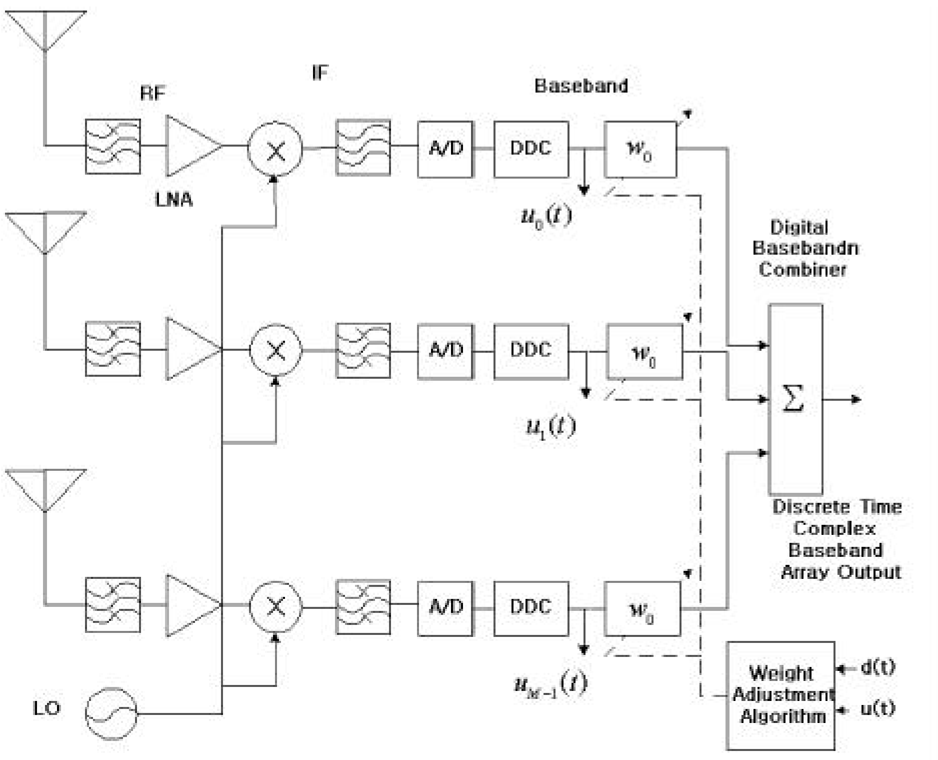
위식에서 위성국의 수신 안테나 이득을 증가시키면 보다 큰 공간손실 L_u를 허용하게 됨으로써 위성 커버리지가 증가하게 된다. 또한 지구국 수신 안테나 이득을 작게 할 수 있음으로 안테나 크기를 감소시킬 수 있으며 이는 지구국 비용의 감소를 가져온다. 멀티빔형성 어레이 안테나 시스템은 아날로그와 디지털 소자 등을 이용하여 여러가지 다른 방법으로 구현될 수 있다.

본 장에서는 멀티빔 안테나 구현기술보다는 가중치 벡터를 이용한 적응 빔형성을 구현하기 위한 시스템 구성방법과 각 시스템의 장단점을 분석하여 고찰하고자 한다.

(그림 5.1 a)는 멀티빔 상향링크에 대한 위성의 RF/IF 공간처리 시스템의 구성도를 나타낸다. 이는 (그림 5.1 b)의 디지털 시스템보다는 덜 매력적이다. 즉 각각의 독립된 빔에 대해서 RF BFN 관련 아날로그 소자가 필요하므로, M개 빔에 대하여 M개의 수신시스템 (가중치와 결합기 소자)을 사용해야 하는 단점이 있다. (그림 5.1 b)의 디지털 시스템은 기저대역에서 가중치를 곱하여 결합하므로 S/W적으로 다중빔을 형성할 수 있다는 장점이 있다. (그림 5.2)는 멀티빔 위성의 상/하향 링크 어레이 안테나 시스템 구조를 나타내며 IF 혹은 기저대역에서 적응빔 형성을 구성하기 위한 신호처리 시스템을 보여준다.
(그림 5.3)과 같이 RF/IF 고정빔 형성 기술과 시변 적응 어레이 프로세서를 결합한 멀티빔 적응 어레이 시스템도 효율적인 멀티빔 형성 기술로 대안이 될 수 있다[5.1].

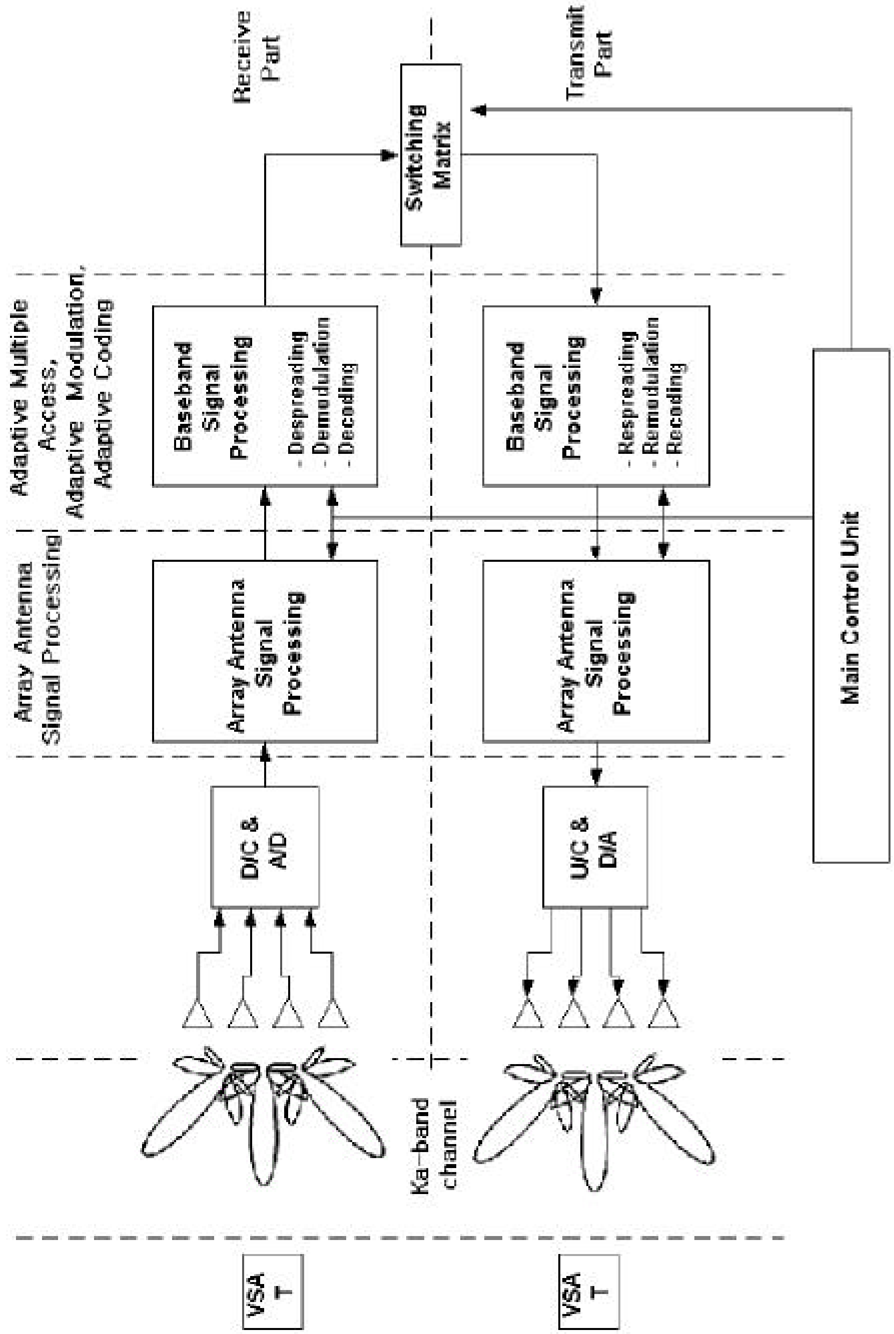


(그림 5.1 a) 아날로그 IF 단 빔형성기 구조

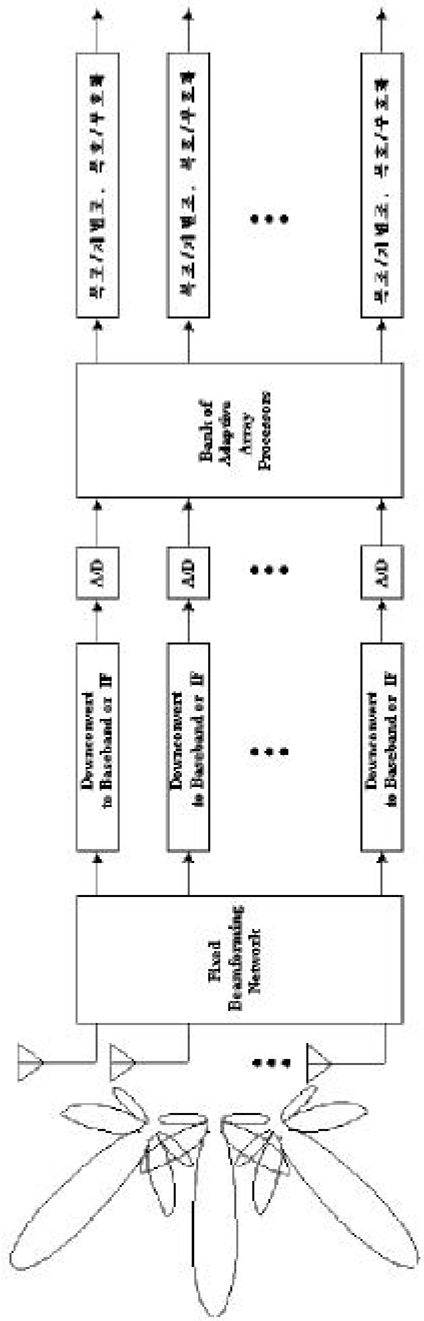


(**그림** 5.1 b) SDR**기술 이용 디지털 빔형성기 구조**

(**그림** 5.1) **상향링크 위성시스템의 적응어레이 안테나 시스템 구조**(HDC:Hybrid Downconverter, VGA: Variable Gain Amplifier)



(그림 5.2) 상/하향링크 멀티빔 어레이 안테나 시스템 구조



(그림 5.3) 고정 빔형성네트워크(BFN)와 적응어레이 구조를 결합한 멀티빔 어레이 안테나 시스템 구조

제 1 절 고정 빔형성 네트워크

빔형성 네트워크(BFN)는 $M \times M$ BFN 행렬 W에 의해서 결정되며 어레이의 입력신호 벡터 $\boldsymbol{u}(t)$와 어레이의 출력신호 벡터 $\boldsymbol{y}(t)$의 관계식은 다음과 같이 주어진다.

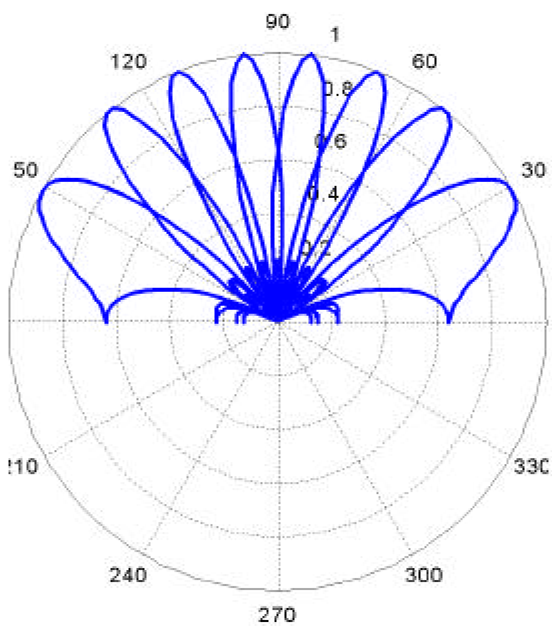
$$\boldsymbol{y}(t) = W^H \boldsymbol{u}(t) \tag{5.2}$$

여기서 $W = [\boldsymbol{w}_0, \boldsymbol{w}_1, \cdots, \boldsymbol{w}_{M-1}] \in C^{M \times M}$

W의 n번째 열벡터 $\boldsymbol{w}_n$ 은 BFN의 n번째 출력에 대응되는 가중치 벡터이다. BFN은 M개의 안테나 소자로부터 M개의 빔을 형성한다.
각 빔에 대응되는 가중치 벡터가 모든 다른 빔에 대응되는 가중치 벡터와 직교 관계에 있으면 빔은 상호 직교한다. BFN 행렬 W가 직교행렬이면, BFN은 적응 어레이 프로세서를 수반할 경우에 스위칭 빔 시스템에 유용한 특별한 성질을 갖는다.
(그림 5.4)는 직교 빔형성 네트워크에 의해서 생성된 빔 패턴이다. Butler 행렬처럼 직렬 90° 하이브리드 커플러를 이용하여 비교적 단순한 BFN을 구성하는 것이 가능하며, 이러한 시스템은 일반적으로 RF 단에서 구현되며, 기존 상업용 소자로 구성될 수 있다[5.2].

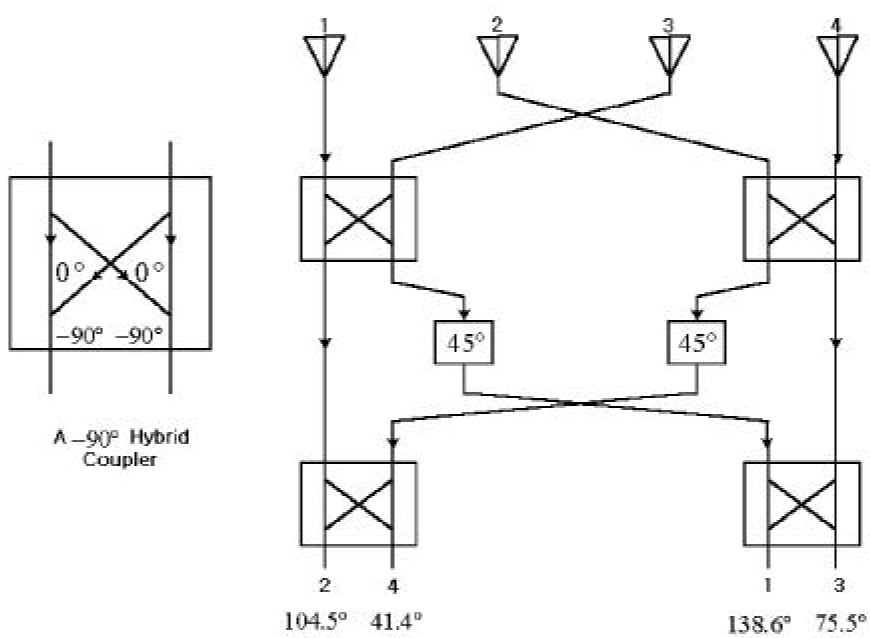
(그림 5.5)는 단순한 Butler 4×4 BFN을 나타낸다. 고정 빔형성 행렬은 양방향으로 사용가능하며, 이는 같은 빔 패턴으로 송신에도 이용될 수 있음을 의미한다. 고정 BFN 대신에 여러개의 적응 어레이

프로세서를 사용할 수 있다. 각 적응 어레이 프로세서는 i-순간에 k 번째 신호를 찾아내기 위하여 가중치 벡터 $\mathbf{w}_{ki}$ 를 사용하는 시변 네트워크이다.



(그림 5.4) 8개 소자로 구성된 어레이의 8개의 직교빔

(안테나 간격 $=\frac{\lambda}{2}$)



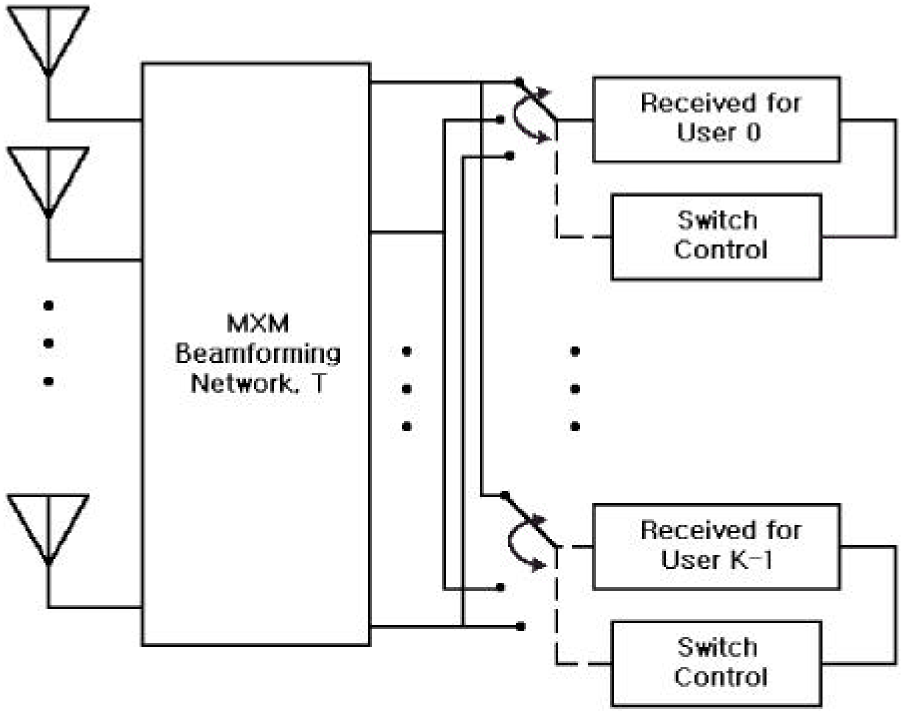
(그림 5.5) 4개 고정빔을 위한 4×4 Butler 행렬

적응 어레이 프로세서의 사용은 선택적이다. BFN 행렬 W가 직교행렬이며, BFN을 이용한 적응 어레이 안테나는 BFN 없는 적응 어레이 안테나의 빔 패턴도 만들어 낼 수 있다. BFN은 적응 어레이 프로세서의 통계적 성능을 결코 저하시키지 않는다.

실제로 BFN은 사전에 어느정도 필터링을 수행하기 때문에 적응 어레이 프로세서의 성능을 개선시킬 수 있다. 희망신호와 다른 방향으로 입사하는 간섭신호가 적응 어레이 프로세서 전단계에서 사전 필터링으로 어느정도 감소되므로 성능 개선 효과가 발생된다. 이러한 것은 주파수 하향변환과 샘플링 시스템에 대한 동적 범위 요구조건을 완화시킨다. 특히 동적범위는 광대역 A/D 변환기를 설계할 때 주요한 제한조건이므로 공간필터링은 비용절감 및 적응 어레이 시스템 구현을 쉽게 해준다.

제 2 절 스위칭 빔 시스템

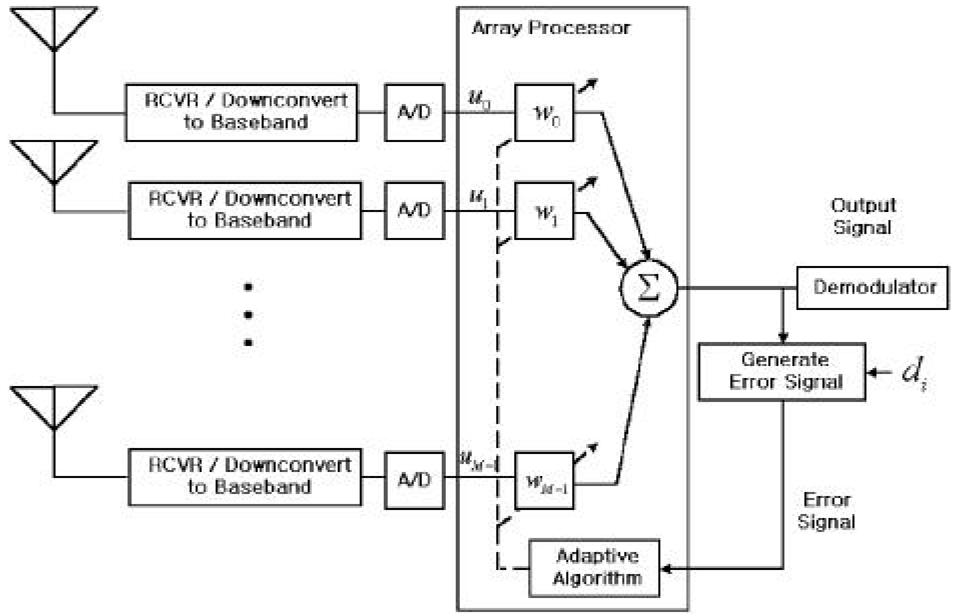
오직 고정된 BFN을 사용하는 멀티빔 안테나 시스템에서는 특별한 신호를 수신하기 위하여 가장 좋은 빔을 선택하는데 이때 RF 스위치를 사용한다. (그림 5.6)은 스위칭 빔 시스템을 나타낸 것으로서 특수한 빔을 선택하기 위하여 오직 BFN, RF 스위치와 스위치 제어기만 필요로 한다. 빔 선택을 수행하기 위한 구조는 다중 접속 방식이 FDMA, TDMA 혹은 CDMA 시스템 인가에 따라 달라질 수 있다. 그러나 각각의 접속방법에는 스위칭 빔 방법을 고려할 수 있다. 스위칭 빔 시스템은 정교한 멀티빔 시스템에 대하여 많은 장점을 가지고 있다. 다른 어떤 시스템에 대하여 구현하기가 간단하여 비교적 낮은 기술로도 시스템 구성이 가능하다.



(그림 5.6) M개 어레이소자와 M개의 멀티빔을 이용한
스위칭빔 시스템구조

제 3 절 적응 안테나 시스템

어레이 신호처리의 복잡성을 증가시킴으로써 스위칭 빔 시스템의 성능보다 우수한 성능을 달성할 수 있다. (그림 5.7)에 나타난 적응 어레이에서 i번째 순간에 k번째 가입자 신호의 통신품질을 최대화하기 위하여 가중치 벡터 $\mathbf{w}_{ki}$ 는 조정되어 진다.



(그림 5.7) 적응 어레이 구조

최적 빔형성 기술에서 가중치 벡터는 비용함수를 최소화 하도록 결정되며 어레이 출력 신호의 품질은 비용함수가 최소화 될 때 어레이 출력 신호의 품질은 최대화가 된다.

통신 시스템에서 널리 사용되어 왔던 기술중에서 최소평균 제곱오차(MMSE)와 Least Squares(LS) 방법을 들 수 있다. MMSE 해는 앙상블 평균을 이용하여 가중치 벡터 w_k를 추정하며 정적인 환경에서 실현성이 있다. 이 방법은 고전적인 Wiener 필터 이론을 기본으로 하고 있다.

MMSE 방법에서 비용함수는 다음과 같이 주어진다.

$$J(\mathbf{w}_k) = E[|\mathbf{w}_k^H \mathbf{u}_i - d_{k,i}|^2] \tag{5.3}$$

여기서 $d_{k,i} = d_k(iT_s)$ 이고 T_s 는 샘플링 간격이다.

식(5.3)을 최소화하는 최적 가중치 벡터 $\boldsymbol{w}_k$는 다음과 같이 주어진다.

$$\boldsymbol{w}_k = R^{-1}\boldsymbol{p} \tag{5.4}$$

여기서 $R = E[\boldsymbol{u}_i \boldsymbol{u}_i^H]$, $R = E[\boldsymbol{u}_i d_{k,i}^*]$

식(5.4)의 직접적인 해를 구하는 것보다 적은 계산량과 비정적인 채널에 적용할 수 있는 적응 알고리듬을 사용하여 가중치 벡터를 구하면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\boldsymbol{w}_{k,i+1} = \boldsymbol{w}_{k,i} - \frac{1}{2}\mu \triangledown J(\boldsymbol{w}_{k,i}) \tag{5.5}$$

여기서 μ는 수렴인자이며 수렴속도를 결정해준다.
가중치 벡터를 갱신하기 위하여 평균제곱오차함수의 기울기(gradient)를 이용하기 때문에 식(5.5)와 같은 적응 알고리듬을 Stochastic Gradient (SG) 방법이라고 말한다.
식(5.5)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{w}_{k,i+1} &= \boldsymbol{w}_{k,i} - \mu(R\boldsymbol{w}_{k,i} - \boldsymbol{p}) \qquad (5.6)\\ &= \boldsymbol{w}_{k,i} - \mu(E[\boldsymbol{u}_i \boldsymbol{u}_i^H]\boldsymbol{w}_{k,i} - E[\boldsymbol{u}_i d_{k,i}^*])\end{aligned}$$

식(5.6)에서 기대값 연산자를 제거하면 식(5.6)은 다음과 같이 주어진

다.

$$\mathbf{w}_{k,i+1} = \mathbf{w}_{k,i} - \mu \mathbf{u}_i e^*_{k,i} \tag{5.7}$$

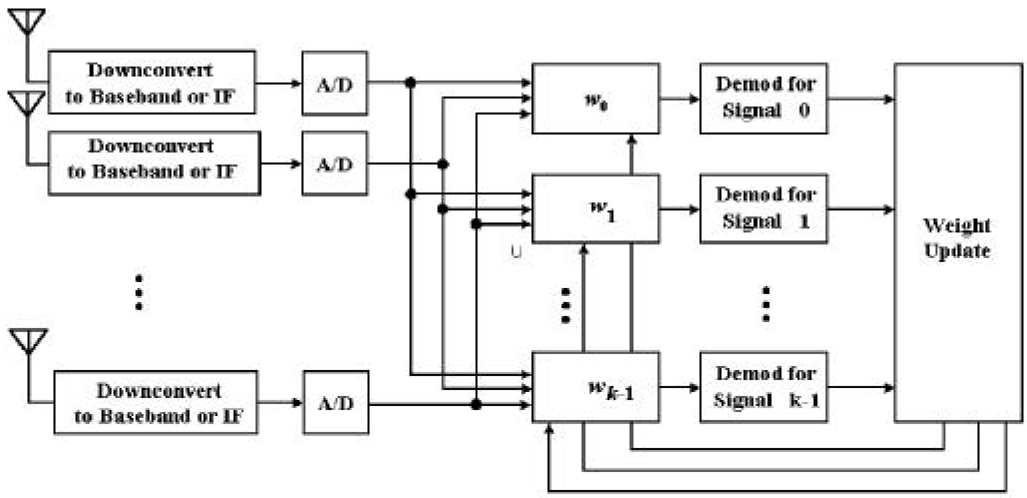
여기서 $e_{k,i} = \mathbf{w}^H_{k,i} \mathbf{u}_i - d_{k,i}$이다

식(5.7)은 LMS 알고리듬이라 불리우며 적응 어레이에서 널리 사용되는 기술이다. LS와 MMSE 방법에서 희망하는 공간 필터 출력값을 요구하기 때문에 송신기와 수신기에서 알고있는 훈련 시퀀스(training sequence)를 주기적으로 송신하는 것이 수행되어야한다. 이러한 훈련 시퀀스는 어떠한 정보도 가지고 있지 않은 중요한 스펙트럼 자원을 이용한다.

다른 방법으로는 decision-directed adaptation으로 희망하는 신호샘플 $d_{k,i}$의 추정값이 어레이 출력과 신호복조기를 기본으로 하여 재구성되는 것이다. 희망신호는 송신데이터의 사전지식 없이 국부적으로 생성되므로 훈련 시퀀스를 필요로 하지 않는다. 그러나 오차가 복조기에서 발생될 때 희망신호의 재구성 추정값은 큰 오차를 야기시킨다. 이러한 부정확한 추정값을 이용하여 추정된 가중치 벡터도 부정확하게 될 수밖에 없다. 따라서 훈련 시퀀스를 초기화에 사용하고 초기화 이후에 시변 무선채널에 적응하기 위하여 decision-directed 적응기법을 사용하는 하이브리드 방법이 유용하다.

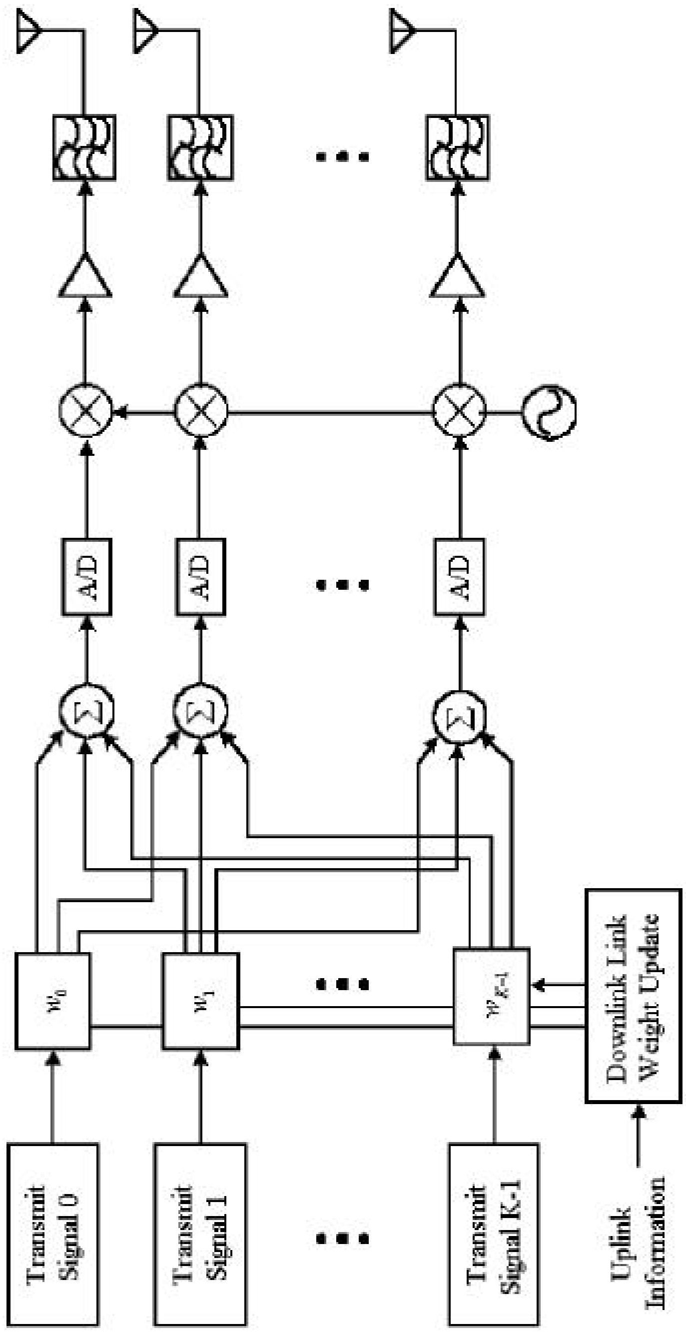
K개의 멀티빔을 형성하기 위하여 (그림5.8)과 같은 적응 어레이 구조를 구성할 수 있다. K개의 멀티빔은 안테나 소자개수 M보다 클 수 있으나 M개의 안테나 소자로 구성된 어레이에는 오직 M개의 직교빔만 존재할 수 있다. 각 빔들은 독립적으로 혹은 연관성을 갖고 형성

될 수 있다. 가중치 벡터가 다른 가중치 벡터와 직교관계를 갖게하는 제한 조건하에서 독립적으로 갱신되는 방법이 Agee에 의해서 개발되었다[Age89]

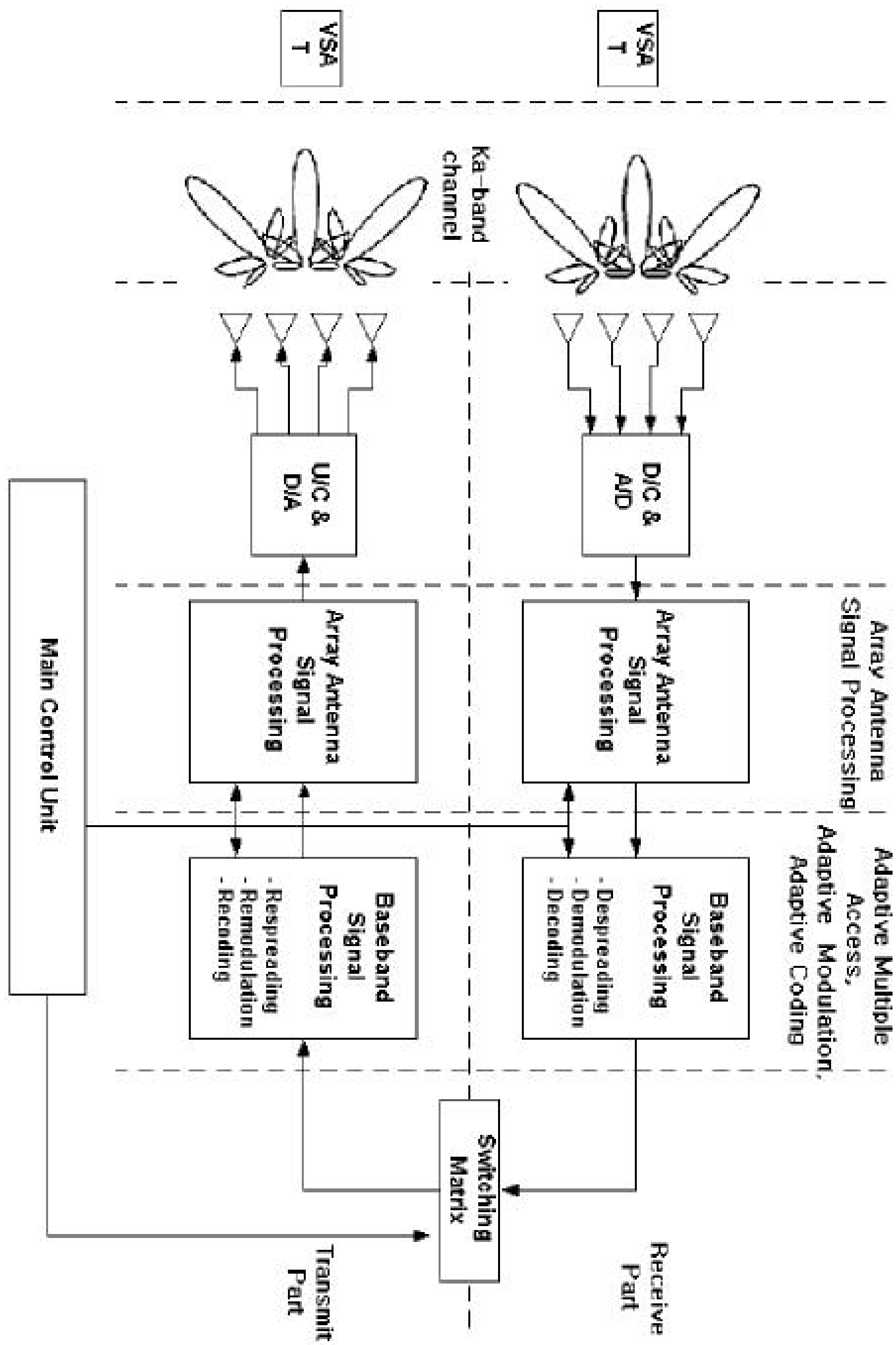


(그림 5.8) 멀티빔 위성의 적응 어레이 시스템 구조(상향링크)

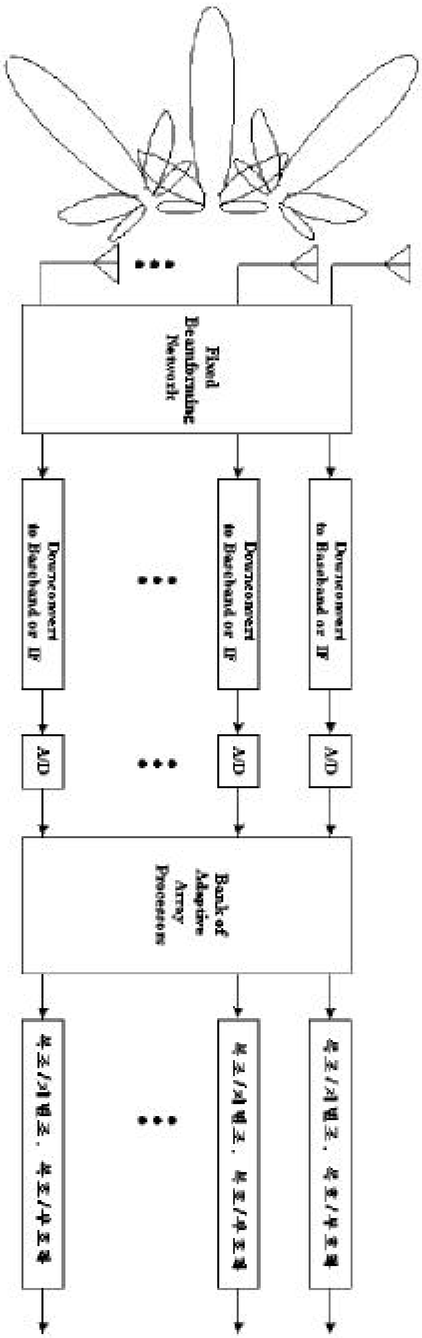
광대역 적응 어레이 구조 및 가중치 벡터 결정하는 방법은 제 5장에서 자세히 기술되어 있으므로 본장에서는 생략하도록 한다. 하향링크 빔형성의 목적은 다른 방향으로 송신되는 간섭신호의 전력을 최소화하고 원하는 방향으로 적당한 신호품질을 제공하는 빔패턴을 생성하는 것이다. 다중빔 하향링크 적응 어레이 안테나 시스템 구조는 (그림 5.9)에 나타난 바와 같이 각 빔 자신의 가중치 벡터 w_k를 갖고 있다[5.1].



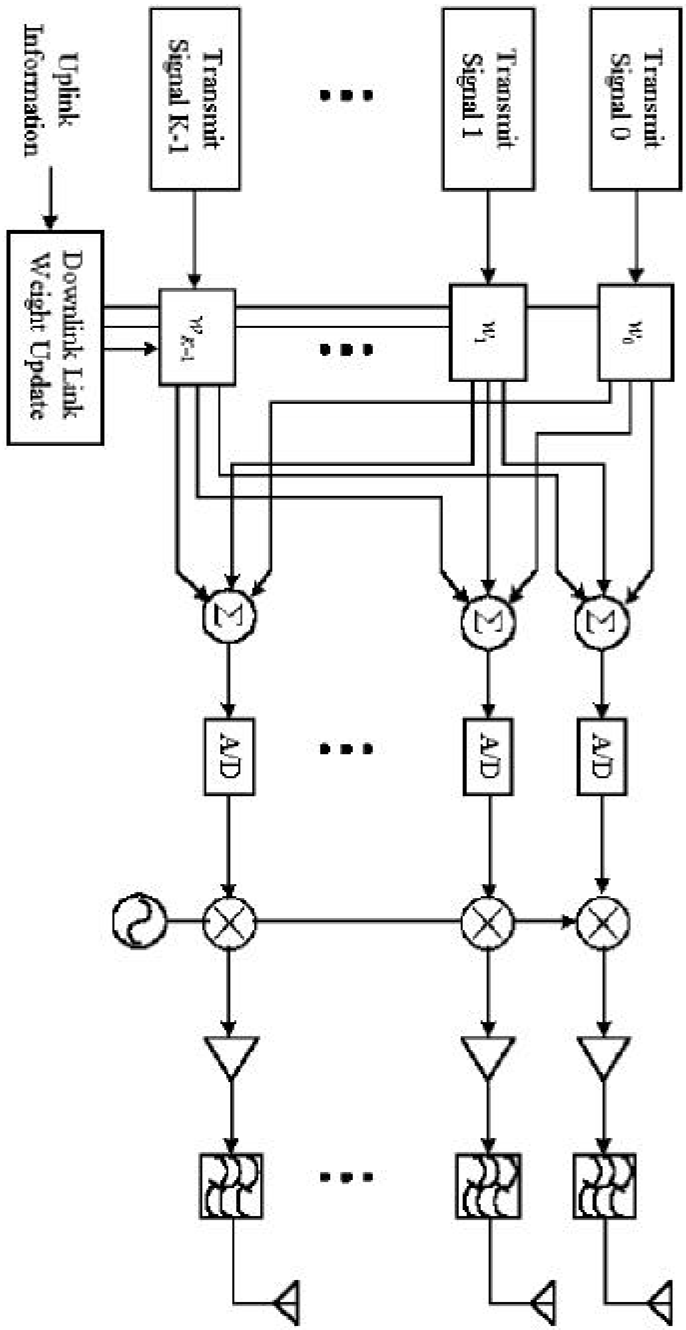
(그림 5.9) **하향링크 멀티빔 위성 어레이 안테나 시스템 구조**



(그림 5.2) 상/하향링크 멀티빔 어레이 안테나 시스템 구조



(그림 5.3) **고정 빔형성네트워크**(BFN)**과 적응어레이 구조를 결합한 멀티빔 어레이 안테나 시스템 구조**



(그림 5.9) **하향링크 멀티빔 위성 어레이 안테나 시스템 구조**

제 6 장 신호부각법 이용 적응 빔형성 기법

본 장에서는 Frost가 제안한 선형제한조건을 갖는 최소분산(LCMV) 적응 알고리듬을 이론적으로 분석하고 신호 부각법(Signal Enhancement)을 표본 공분산에 적용하여 성능이 우수한 알고리듬을 제안한다.

제 1 절 광대역 적응 어레이를 위한 최소분산 알고리듬 (LCMV)

이 절에서는 잡음으로부터 원하는 신호를 분리하면서 어레이센서를 조정하는 단순한 알고리듬을 기술하고자 한다. 이 방법은 원하는 방향으로 선택주파수를 유지하면서 어레이출력에서의 잡음전력을 최소화하는 방향으로 센서 어레이의 가중치를 반복적으로 적응 선정하는 방법이다. 입사 신호의 도래각과 관심 주파수 대역을 미리 알고 있다는 가정하에 가중치를 반복적으로 추정하는 단순한 stochastic-gradient descent 알고리듬이다. 원하는 방향으로 입사하는 잡음은 주파수 응답 특성에 의하여 여과될 수 있다.

이 알고리듬의 큰 장점은 디지털 시스템에서 발생하는 근사치 계산(round-off) 오차에 덜 민감하면서 오랫동안 운영될 수 있다는 점이다. [6.1]

6.1.1 어레이의 신호와 잡음

센서어레이의 수직방향(boresight)을 원하는 방향으로 가정한다. (그림 6.1)은 어레이의 신호와 잡음을 필터의 탭과 연관하여 어레이출

력을 설명하고 있다.

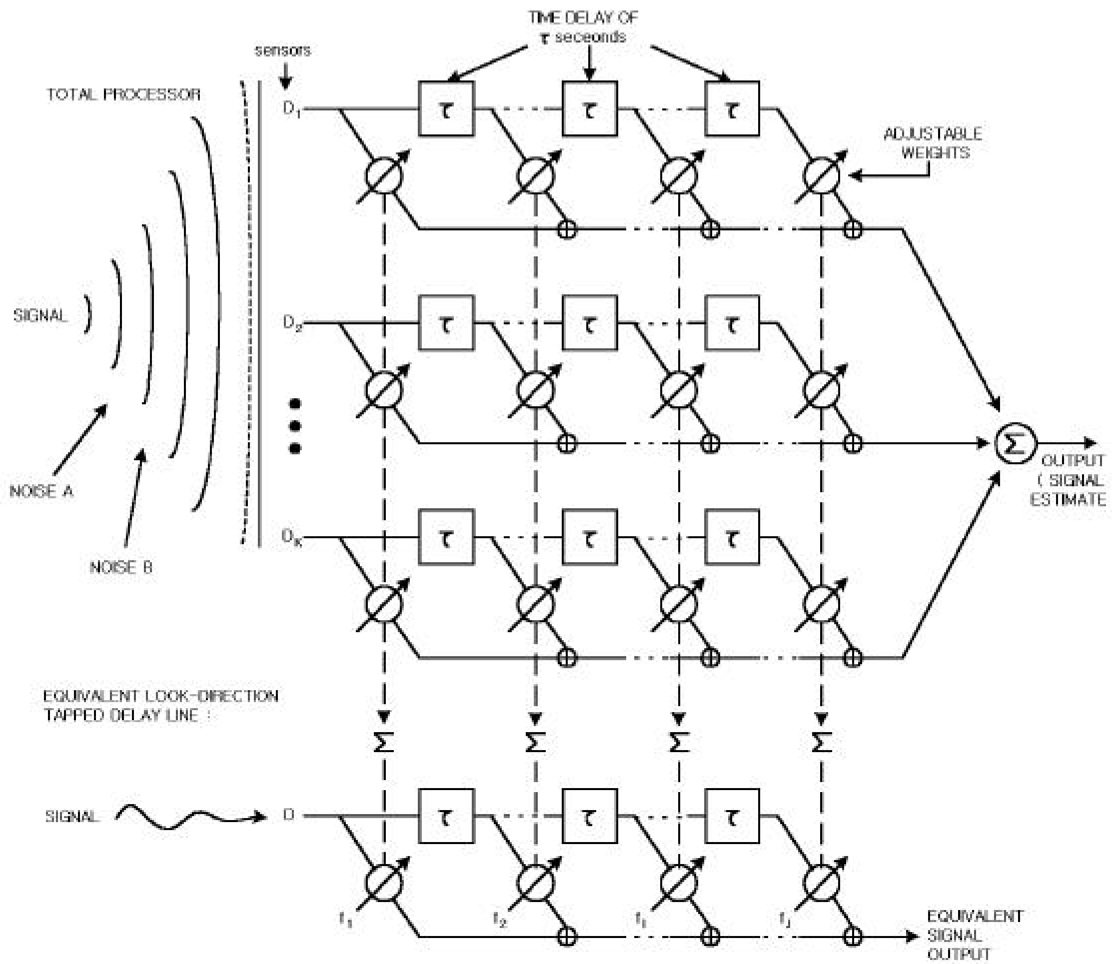
센서 어레이에 수직으로 입사하는 평면파 신호는 각센서의 탭에서 같은 신호크기로 전달되나 다른방향에서 입사하는 잡음은 각 탭에서 똑같은 전압을 나타내지 못한다. 각 탭에서의 전압(신호+잡음)은 탭가중치가 곱해져서 어레이 출력을 형성한다.

(그림 6.1)에 표시된 바와 같이 어레이 프로세서는 프로세서의 수직열에 대응되는 탭의 가중치 합과 같은 센서의 탭 가중치를 단일 센서와 같다.

여기서 가중치합은 원하는 방향으로 입사하는 신호의 관심대역폭을 선정하기 위한 제한조건이다. 만약에 어레이의 수직이 아닌 다른 방향으로 빔 형성을 구성하기 위해서는 각 센서 바로 뒤에 기계적 혹은 전기적으로 시간 지연소자를 첨가하면 가능하다.

광대역 신호의 적응빔형성기를 고려하여 K개 센서와 J개의 필터탭을 갖는 어레이 프로세서를 (그림 6.2)에 표시하였다. 여기서 원하는 방향으로의 관심 대역폭은 J개의 제한조건을 이용하여 결정될 수 있다.

가중치 선정시 남아있는 (KJ-J)개의 자유도는 어레이 출력의 전체 전력을 최소화하는데 사용이 가능하다. 원하는 방향의 주파수 응답은 J개 제한조건에 의하여 고정되어 있으므로 전체 전력의 최소화란 결국 다른 방향의 잡음 전력을 최소화하는 것과 같다. 물론 각 탭에서 신호와 잡음은 상호 무상관으로 가정한다. 신호와 상관관계에 있는 잡음 (예, 다중경로간섭, 클러터, 코히어런트 신호 등)은 어레이 출력에서 원하는 신호성분을 거의 제거시키는 효과가 있다.



(그림 6.1) 광대역 적응 어레이 안테나 구조

6.1.2 최적의 제한조건 LMS 가중값

어레이 탭에서의 전압은 △초마다 표본화되며 △는 탭사이의 지연인 τ의 정수배이다. k번째 표본에서의 탭전압 벡터를 $\boldsymbol{x}(k)$라고 하면 다음과 같이 주어진다.

$$\boldsymbol{x}(k) \triangleq [x_1(k\triangle),\ x_2(k\triangle),\ \cdots,\ x_{KJ}(k\triangle)]^T$$

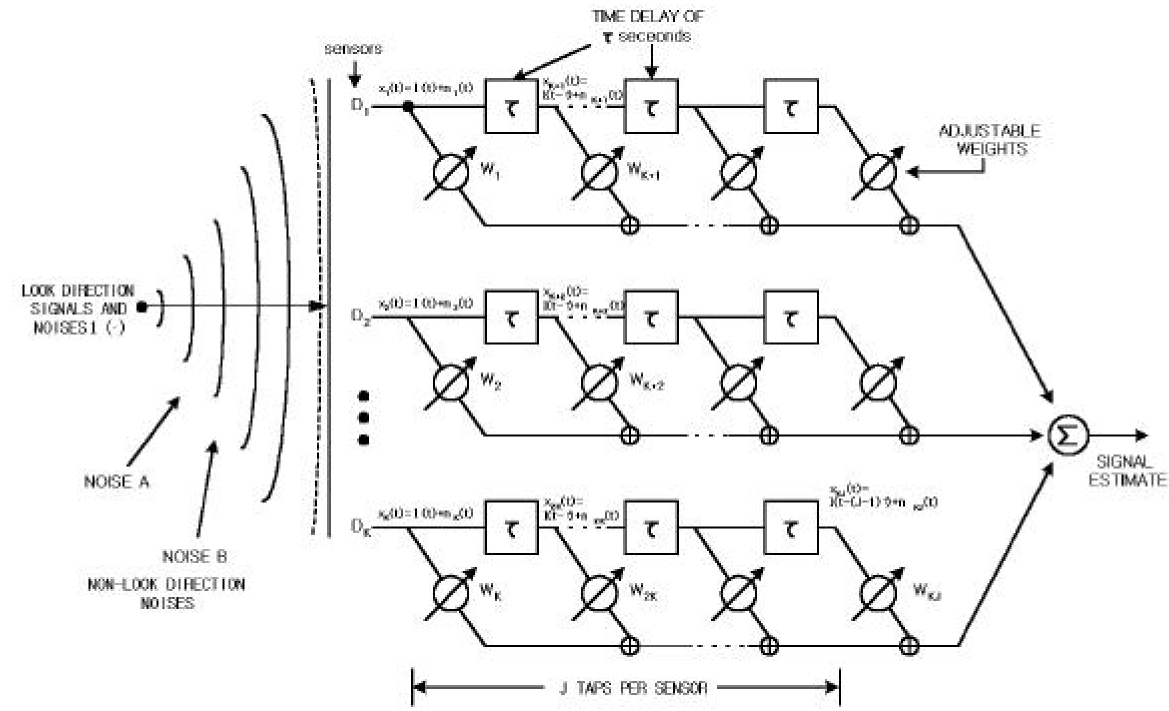
여기서 "T"는 전치자를 표시한다.

탭 전압 $\boldsymbol{x}(k)$는 원하는 방향 탭신호 벡터 $\boldsymbol{l}(k)$와 다른 방향의 탭 잡음 벡터 $\boldsymbol{n}(k)$의 합으로 주어진다.

$$\boldsymbol{x}(k) = \boldsymbol{l}(k) + \boldsymbol{n}(k) \tag{6.1}$$

여기서 $\boldsymbol{l}(k)$는 KJ-차원의 열벡터로써 다음과 같이 표현된다.

$$\boldsymbol{l}(k) = \begin{bmatrix} l\ (k\triangle) \\ \vdots \\ l\ (k\triangle) \\ l\ (k\triangle - \tau) \\ \vdots \\ l\ (k\triangle - \tau) \\ \vdots \\ l\ (k\triangle - (J-1)\tau) \\ \vdots \\ l\ (k\triangle - (J-1)\tau) \end{bmatrix} \begin{matrix} \left.\vphantom{\begin{matrix} a \\ a \\ a \end{matrix}}\right\} K\text{탭} \\ \left.\vphantom{\begin{matrix} a \\ a \\ a \end{matrix}}\right\} K\text{탭} \\ \vphantom{a} \\ \left.\vphantom{\begin{matrix} a \\ a \\ a \end{matrix}}\right\} K\text{탭} \end{matrix}$$



(그림 6.2) 어레이의 각 탭에서의 신호 및 잡음

k번째 표본에서의 다른 방향으로 입사하는 잡음벡터 $\boldsymbol{n}(k)$와 가중치 벡터 $\boldsymbol{w}(k)$는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{n}(k) = [\, n_1(k\triangle),\ n_2(k\triangle),\ \cdots\ , n_{KJ}(k\triangle)\,]^T$$

$$\boldsymbol{w}(k) = [\, w_1,\ w_2,\ \cdots\ , w_{KJ}\,] \in \boldsymbol{R}^{KJ}$$

여기서 신호와 잡음은 평균이 0이고, 2차 통계적 특성인 자기상관 행렬이 알려져 있지 않은 랜덤 프로세스로 가정한다.

$$R_{xx} = E\,[\,\boldsymbol{x}(k)\ \boldsymbol{x}^T(k)\,] \in \boldsymbol{R}^{KJ \times KJ}$$

$$R_{nn} = E\,[\,\boldsymbol{n}(k)\ \boldsymbol{n}^T(k)\,] \in \boldsymbol{R}^{KJ \times KJ} \tag{6.2}$$

$$R_{ll} = E\,[\,\boldsymbol{l}(k)\ \boldsymbol{l}^T(k)\,] \in \boldsymbol{R}^{KJ \times KJ}$$

$$E\,[\,\boldsymbol{n}(k)\ \boldsymbol{l}^T(k)\,] = \boldsymbol{0} \tag{6.3}$$

여기서 R_{xx}와 R_{nn}은 positive definite 행렬이라고 가정한다. k번째 스냅샷(표본)에 대한 어레이 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$y(k) = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{x}(k) = \boldsymbol{x}^T(k)\,\boldsymbol{w} \tag{6.4}$$

어레이의 출력 전력의 평균은 다음과 같다.

$$E\,[y^2(k)] = E\,[\,\boldsymbol{w}^T \boldsymbol{x}(k)\ \boldsymbol{x}^T(k)\,\boldsymbol{w}\,] = \boldsymbol{w}^T R_{xx}\,\boldsymbol{w} \tag{6.5}$$

(그림 6.1)에서 보여진 바와 같이 j-번째 탭의 수직열의 가중치 합에 대한 f_j 의 제한 조건은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\boldsymbol{c}_j^T \boldsymbol{w} = f_j \ , \quad j = 1, 2, \cdots, J \tag{6.6}$$

여기서 KJ-차원 벡터 $\boldsymbol{c}_j$는 다음과 같은 형태로 주어진다.

$$\boldsymbol{c}_j^T = [\, \underbrace{0 \cdots 0}_{K} \,,\, \underbrace{0 \cdots 0}_{K} \,,\, \underbrace{1 \cdots 1}_{j\text{그룹의}K} \,,\, \cdots \,,\, \underbrace{0 \cdots 0}_{K} \,] \tag{6.7}$$

이론 전개를 간편하게 하기 위하여 $KJ \times J$ 행렬 C를 다음과 같이 정의한다.

$$C \triangleq [\, \boldsymbol{c}_1 \vdots\, \boldsymbol{c}_2 \vdots\, \cdots \,\vdots\, \boldsymbol{c}_J \,] \in \boldsymbol{R}^{KJ \times J} \tag{6.8}$$

(그림 6.1)에 보여진 바와 같이 가중치 합 벡터 $\boldsymbol{f}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\boldsymbol{f} \triangleq [\, f_1 \vdots f_2 \vdots\, \cdots \,\vdots f_J \,] \in \boldsymbol{R}^{J} \tag{6.9}$$

식(6.6)은 식(6.8)과 (6.9)를 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$$C^T \boldsymbol{w} = \boldsymbol{f} \tag{6.10}$$

여기서 C의 rank는 J이다.

최적 가중치 벡터

원하는 방향에 대한 신호의 주파수 응답은 J개의 제한조건으로 고정되어 있으므로, 원하지 않는 방향의 잡음 전력을 최소화한다는 것은 전체전력을 최소화하는 과정과 같은 결과를 제공한다. 최적의 필터 가중치를 결정하기 위하여 제한 조건을 갖는 최소화 문제는 다음과 같이 요약될 수 있다.

$$\min_{\boldsymbol{w}} \quad \boldsymbol{w}^T R_{xx} \boldsymbol{w} \tag{6.11}$$

$$\text{subject to} \quad C^T \boldsymbol{w} = \boldsymbol{f}$$

식(6.10)은 제한조건을 갖는 LMS 문제이다.

Lagrange multiplier를 이용하여 비용함수 $H(\boldsymbol{w})$를 표현하면 다음과 같다.

$$H(\boldsymbol{w}) = \boldsymbol{w}^T R_{xx} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{\lambda}^T (C^T \boldsymbol{w} - \boldsymbol{f}) \tag{6.12}$$

여기서 $\boldsymbol{\lambda}$는 J-차원의 미지의 Lagrange multiplier 벡터이다.

식(6.12)를 w에 대하여 미분하면

$$\nabla_{w} H = 2R_{xx} \boldsymbol{w} + C\boldsymbol{\lambda} \tag{6.13}$$

$$\boldsymbol{w} = -\frac{1}{2} R_{xx}^{-1} C \boldsymbol{\lambda} \tag{6.14}$$

$$C^T \boldsymbol{w} - \boldsymbol{f} = 0 \quad \text{으로부터} \quad -\frac{1}{2} C^T R_{xx}^{-1} C \boldsymbol{\lambda} = \boldsymbol{f}$$

R_{xx}^{-1}가 존재하고 C의 차수는 J이므로

$$\boldsymbol{\lambda} = -2[C^T R_{xx}^{-1} C]^{-1} \boldsymbol{f} \tag{6.15}$$

그러므로 최적 필터 가중치 벡터 w_0는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{w}_0 = R_{xx}^{-1} C \, [C^T R_{xx}^{-1} C]^{-1} \boldsymbol{f} \tag{6.16}$$

$\boldsymbol{w}_0$은 공간 및 시간변에서 최적의 필터를 나타내는 어레이 프로세서의 가중치 벡터이다. 따라서 원하는 방향으로 입사하는 신호의 어레이 출력은

$$y_0(k) = \boldsymbol{w}_0^T \boldsymbol{x}(k) \tag{6.17}$$

이 알고리듬은 "최소 분산 무왜곡" 추정 알고리듬 혹은 "Maximum Likelihood Distortionless" 추정자로도 알려져 있다.

6.1.3 적응 알고리듬

앞 절에서 신호의 통계적 특성인 R_{xx}를 사전에 안다고 가정하고 가중치를 계산하였으나, 학습동안의 정적 환경과 시변 환경에서는 최적 필터의 가중치는 주기적으로 변경된다.

따라서 매 반복시마다 가중치 개수의 세제곱에 비례하는 곱셈 연산을 통하여 상관 행렬을 구하고, 계산의 복잡성을 요구하는 역행렬까지 계산해야되므로 실시간 구현은 매우 어렵다.

이러한 문제를 극복하기 위한 다양한 알고리듬이 제안되었으나 많은 곱셈 연산량과 메모리를 요구하므로 적응 알고리듬을 이용하여 구현하는 것이 보다 효율적일 수 있다.

식(6.11)에서 초기 가중치 벡터 $\boldsymbol{w}(0) = C\,[\,C^T C\,]^{-1}\boldsymbol{f}$ 를 놓고 매반복시 가중치 벡터를 제한된 미분벡터(gradient)의 음의 방향으로 이동시키면 k-번째 반복시행후 (k+1)번째 가중치 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\boldsymbol{w}(k+1) = \boldsymbol{w}(k) - \mu\nabla_w \boldsymbol{H} = \boldsymbol{w}(k) - \mu\,[\,R_{xx}\boldsymbol{w}(k) + C\boldsymbol{\lambda}(k)\,] \qquad (6.18)$$

Lagrange multiplier 벡터 $\boldsymbol{\lambda}(k)$는 $\boldsymbol{w}(k+1)$ 이 제한조건을 만족하도록 선택되어진다.

$$\boldsymbol{f} = C^T\boldsymbol{w}(k+1) = C^T\boldsymbol{w}(k) - \mu C^T R_{xx}\boldsymbol{w}(k) - \mu C^T C\boldsymbol{\lambda}(k)$$

윗 식에서 $\boldsymbol{\lambda}(k)$를 식(6.18)에 대입하면

$$w(k+1) = w(k) - \mu \, [I - C\,[C^T C]^{-1} C^T]R_{xx} w(k) + C\,[C^T C]^{-1}\,[f - C^T w(k)] \qquad (6.19)$$

$$w(k+1) = w(k) - C[C^T C]^{-1} C^T] w(k) + C[C^T C]^{-1} f - \mu [I - C[C^T C]^{-1} C^T] R_{xx} w(k)$$

위 식을 간편히 하기 위하여 KJ-차원 벡터 g와 $KJ \times KJ$ 행렬 P를 다음과 같이 정의한다.

$$g \triangleq C\,[C^T C]^{-1} f$$

$$P \triangleq I - C\,[C^T C]^{-1} C^T \qquad (6.20)$$

위의 표시방법을 이용하여 식(6.19)를 다시 표현하면

$$w(k+1) = P\,[w(k) - \mu R_{xx} w(k)] + g \qquad (6.21)$$

식(6.21)은 입력신호의 상관행렬 R_{xx}를 안다는 전제하에 가중치를 추정하는 확정 gradient-descent 알고리듬이다. 그러나, 실제 환경에서 R_{xx}를 모르므로 k번째 R_{xx}의 근사값으로 $x(k)\ x^T(k)$를 취하면 결국 stochastic-gradient LMS 알고리듬이 된다.

$$w(0) = g \qquad (6.22)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = P\ [\ \mathbf{w}(k) - \mu \mathbf{x}(k)\ \mathbf{x}^T(k)\,\mathbf{w}(k)\ ] + \mathbf{g}$$
$$= P\ [\ \mathbf{w}(k) - \mu y(k)\,\mathbf{x}(k)\ ] + \mathbf{g}$$

알고리듬의 연산 과정
i) $\mathbf{w}(0) = \mathbf{g}$ $y(0) = \mathbf{x}^T(0)\,\mathbf{w}(0)$ ii) for $k = 0 : n$ $\mathbf{w}(k+1) = P\ [\ \mathbf{w}(k) - \mu y(k)\mathbf{x}(k)\ ] + \mathbf{g}$ $y(k+1) = \mathbf{x}^T(k+1)\,\mathbf{w}(k+1)$ *end*

<u>분석</u>

제한 조건 LMS **알고리듬은 매반복시 제한조건** $C^T\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{f}$**를 만족하므로** round-off **오차 등에 덜 민감하고 반복 시행 때마다 오직** $\mathbf{x}(k)$**와** $y(k)$**을 요구하고, 입력 상관 행렬을 필요로 하지 않는다. 또한** $\mathbf{g}$**와** P**는 각각 미리 계산할 수 있는 상수 벡터 및 행렬이**

다.

제 4장에서 언급한 다양한 최적의 계수 백터 w는 다음과 같은 형태로 표현될 수 있다.

$$w_0 = \alpha R_{xx}^{-1} v \qquad (6.23)$$

여기서

$R_{xx} = E[x(t)\, x(t)^H]$ 이다. 스칼라 α는 기준에 따라 변경될 수 있다. 원하는 방향으로의 이득이 1이 되도록 제한조건을 주는 경우에 즉 Frost 빔형성기에서 $\alpha = [v^H R_{xx}^{-1} v]^{-1}$가 된다.

제 2 절 신호부각법 (Signal Enhancement Approach)

6.2.1 개 요

여러 분야에서 제기되는 신호처리에 관련된 대표적인 문제중의 하나는 잡음에 오염되어 왜곡된 측정신호로부터 원 신호를 복구하는 작업이다. 종종 원 신호는 이론적으로 잘 알려진 성질을 지니고 있는 것으로 알려져 있다. 신호부각법은 측정된 신호를 이론적인 특성을 갖도록 하기 위하여 약간씩 수정하는 과정을 포함한다. 이 부각된 신호는 실제 측정된 신호에 비하여 보다 이상적인 경우에 가까운 좋은 결과를 제공할 것이 기대된다. 신호부각 알고리즘은 신호처리 응용에

서 효과적인 도구로 사용될 수 있는데 그것의 실제적인 활용은 주어진 응용의 특성을 나타내는 신호의 특성을 선택하는데 달려있다 [6.2].

이 방법은 공간 공분산 추정값을 가능한한 이상적인 공분산행렬로 변환시킨 뒤 4장에서 기술한 다양한 방법을 적용한 방법으로써 본 연구에서는 앞으로 SE-LCMV 및 SE-MMSE 으로 명명한다. 여기서 이상적인 공분산행렬은 잡음이 없는 공분산행렬을 의미하며 이 행렬은 어떤 특정한 성질을 갖게 된다. 예를 들어 등간격 선형 어레이의 공분산 행렬은 Toeplitz 구조를 가지며, positive semidefinite 성질과 고유특성을 가지게 된다. 그러나, 공분산 행렬을 추정할 때 여러 가지 이유로 인하여 그러한 모든 성질을 가질 수는 없다. 신호부각 알고리즘은 다음의 두가지 과정으로 이루어진다. (i) Frobenius norm을 이용해 주어진 공분산 행렬로부터 위에 언급된 성질을 갖는 가장 가까운 부각된 행렬을 찾고, (ii) 부각된 행렬을 가지고 빔형성 알고리즘 (LCMV, SNR 등)을 적용하는 것이다. 이 신호부각법과 결합된 간섭제거 빔형성 방법은 부각법을 적용하지 않은 방법과 비교하였을 때 낮은 신호대 잡음비 환경하에서 우수한 성능을 보여주지만 잡음이 없을 경우에는 미량의 바이어스가 생길 수 있는 단점이 발생한다. 그러나 그 바이어스를 보정하였을 때는 보다 향상된 신호품질을 제공함을 알 수 있다.

본 연구에서 제안하는 방법은 Cadzow가 발표한 일반적인 신호부각법을 이용하였으나 도래각 추정문제에 적용할 경우 각 행렬특성매핑을 순차적으로 적용하여 우수한 통계적 성능을 제공할 수 있는 간섭제거 빔형성 방법을 도출하는 아이디어는 Cadzow의 일반적인 방법과는 확실히 다르다.

6.2.2 신호부각 방법의 일반적인 개념

신호의 집합 X에 포함된 어떤 신호들의 집합을 고려해 보면 (X, d)은 메트릭공간 (metric space)으로 X는 신호 요소들의 집합이고 $d(x, y)$는 X의 어떤 x와 y 두 요소간의 거리를 나타낸다.

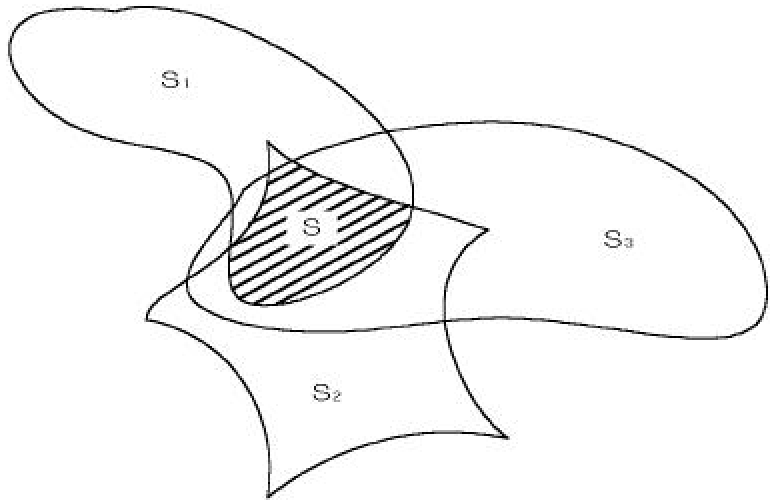
X의 부분집합 S_k은 H_k로 지정된 특성을 가지는 신호들로 구성된다고 하자. K개의 모든 특성 $H_1, H_2, \cdots, H_k$ 을 가지는 X 안의 신호의 집합은 다음과 같이 교집합으로 주어진다.

$$S = S_1 \cap S_2 \cap \cdots \cap S_k \tag{6.24}$$

여기서 S는 복합 특성 집합이고 이것은 공집합이 아니라고 가정한다. (그림 6.3)은 신호요소들의 집합 X와 특성집합 S_k에 대한 개념도이다.

신호 부각법은 위에서 언급한 바와 같이 측정된 신호에 가장 가까운 이상적인 특성 집합의 요소를 찾는 것이다. 주어진 신호 x에 가장 근사하는 신호 $y \in S$ 는 최적화 문제를 푸는 것으로 얻어진다.

$$\inf_{y \in S} d(x, y) \tag{6.25}$$



(그림 6.3) 측량가능공간 X 와 특성집합 S_1, S_2, S_3

여기서 inf 는 극하한 (greatest lower bound) 연산자이다. 대부분의 응용에서는 동시에 각 특성 집합 $S_1, S_2, \cdots, S_k$ 과 식(6.25)을 만족하는 신호 표현을 찾는 것은 거의 어려운 일이다.

식(6,25)의 최소화 문제에 대한 근사적인 해를 쉽게 구하기 위해서는 식(6.25)을 각각의 특성 집합과 관계된 K 개의 부분문제로 나누는 것이 유용하다. 특히 집합 S_k에 있으면서 임의의 신호 x에 가장 가까운 신호를 찾는 문제로 단순하게 생각할 수 있다. 이 문제를 해결하는 방법은 S_k에서 최소화 문제를 해결하는 신호들을 찾는 것을 의미한다.

$$\inf_{y \in S_k} d(x, y) \tag{6.26}$$

이어서, 식(6.26)의 신호 x을 최소화 문제의 해집합 $G_k(x)$으로 매핑할 수 있다.

$$G_k : x \rightarrow G_k(x) \tag{6.27}$$

(그림 6.4)는 주어진 x 및 특성집합 S_k, 그리고 해집합 $G_k(x)$와의 관계를 기하학적으로 해석한 것이다.

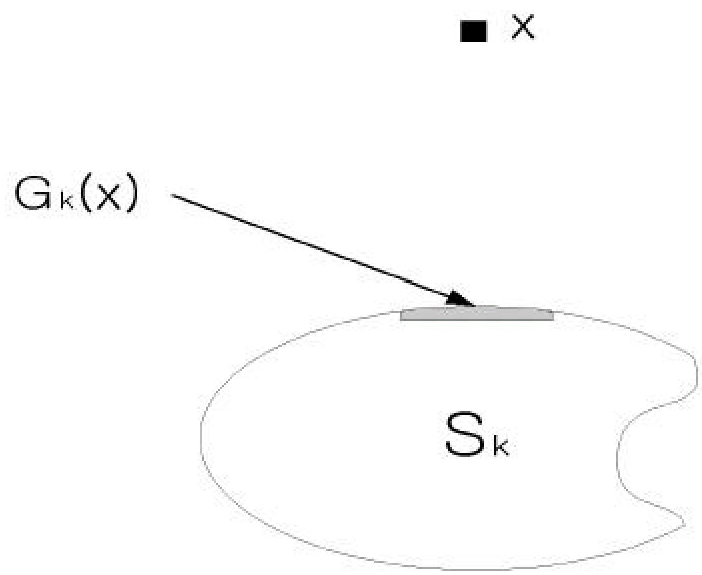
이 매핑은 보통 점 대 집합 매핑이다. 복합 특성 매핑 G는 각 신호 특성 매핑의 연속적인 수행으로 이루어진다.

$$G = G_K G_{K-1} \cdots G_2 G_1 \tag{6.28}$$

또한 복합 특성 매핑 G도 보통 점 대 집합 매핑이다. 일반적인 신호 x_m과 결합된 신호부각 알고리즘은 다음과 같이 나타내어진다.

$$x_{m+1} = G_K G_{K-1} \cdots G_2 G_1 x_m \qquad \text{for} \quad m \geq 0 \tag{6.29}$$

여기에서 신호부각 접근법의 수렴 여부는 복합 특성 매핑 G가 닫혀 있는지에 달려있다는 것에 주의한다.



(그림 6.4) 특성집합 S_k와 해집합 $G_k(X)$과의 관계

6.2.3 행렬의 특성매핑

다중 평면파의 도래각 추정에 신호부각 알고리즘을 적용하기 위하여 먼저 다음과 같이 가정한다.

(1) 어레이는 M 개의 등간격 센서로 이루어진 선형어레이를 고려한다.

(2) N개의 입사 평면파는 인코히어런트 신호이다.

이같은 가정 하에서 이상적인 공간 공분산 행렬 R은 다음과 같은 3가지 성질을 가짐은 잘 알려져 있다.

(1) R의 가장 작은 고유값은 센서의 잡음 전력 σ_η^2과 같으며 $M-N$개가 있다.

(2) R은 Toeplitz 행렬이다. (등간격 선형 어레이를 가정하였으

므로)

(3) R은 Hermitian positive semidefinite 행렬이다.

이론상 공분산 행렬을 이용해 여러 가지 간섭제거 빔형성 방법을 적용할 때 입사각과 완벽하게 동일한 값을 얻을 수 있다. 그러나, 공분산 행렬이 이용될 때, 이들의 전형적인 추정방법은 종종 빈약한 성능을 나타내곤 한다. 상대적으로 센서 잡음이 크거나 신호와 간섭신호의 사이가 가까울 때 이런 경우가 발생한다. 행렬 특성 매핑은 공간 공분산 행렬 추정에서 원하지 않는 효과를 제거하는데 유용하게 사용된다.

● Rank N 근사화

이상적인 공분산 행렬 R은 인코히어런트 평면파에서 이론적으로 rank N을 가진다. singular value decomposition (SVD)을 사용하면 행렬의 이와 같은 성질을 잘 알 수 있다.

(정리 1) 주어진 행렬 $R \in C^{M \times M}$을 SVD하게 되면

$$R = \sum_{k=1}^{M} \sigma_k \mathbf{u}_k \mathbf{v}_k^* \tag{6.30}$$

이 된다. 여기서, σ_k은 양의 실수값이고 내림차순($\sigma_k \geq \sigma_{k+1}$)으로 되어 있다. $\mathbf{u}_k$와 $\mathbf{v}_k$은 각각 행렬 R의 M×1 정규직교 좌측과 우측 singular 벡터이다.

$\|R - R^{(N)}\|_F$이 최소화되는 rank N을 갖는 최적화된 행렬 $R^{(N)}$은 다음과 같이 주어진다.

$$R^{(N)} = \sum_{k=1}^{N} \sigma_k \mathbf{u}_k \mathbf{v}_k^* \tag{6.31}$$

2개의 인코히런트 신호가 입사한다고 가정하면 다음과 같이 전개된다. $\sigma_1 > \sigma_2 > \sigma_3 = \cdots = \sigma_m$

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_3 & \cdots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \sigma_m \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

Rank 2를 갖는 최적화된 행렬에서 σ_1과 σ_1는 변하지 않고 σ_3 부터 σ_m까지의 작은 Singular value는 0으로 둔다.

$A \in C^{M \times M}$인 행렬의 Frobenius norm 은 다음과 같이 정의된다.

$$||A||_F = \left[\sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{M} |a(i,j)|^2 \right]^{1/2} \tag{6.32}$$

이 행렬 특성매핑은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$R^{(N)} = G^{(N)}(R) \tag{6.33}$$

실제적 적용에 있어 이 특성 매핑은 신호처리의 다양한 응용에서 신호대 잡음비 증가의 효과를 나타낸다. 즉, 이 매핑에 의해 잡음 고

유벡터의 원하지 않는 효과가 감소되어 신호대 잡음비 레벨이 증가되게 된다.

(정리 2) 주어진 행렬 $R \in C^{M \times M}$ 에 대하여 $R_{(N)}$을 (M-N)개의 작은 고유값 $(N < M)$을 갖는 임의의 행렬이라 하자. 이런 구조를 가지며 $||R - R_{(N)}||_F$을 최소화하는 최적의 행렬은 다음 식으로 구해진다.

$$\begin{aligned} R_{(N)} &= \sum_{k=1}^{N} \lambda_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^* + \lambda \sum_{k=N+1}^{M} \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^* \\ &= G_{(N)}(R) \end{aligned} \tag{6.34}$$

마찬가지로 2개의 신호가 입사한다고 가정하면

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3 = \cdots = \lambda_m$$

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & \cdots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \lambda_m \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda & \cdots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \lambda \end{bmatrix}$$

여기서, λ는 식(6.35)과 같이 표현되며 R의 고유값 λ_k는 내림차순으로 정렬된

$$\lambda = \frac{1}{M - N} \sum_{k=N+1}^{M} \lambda_k \tag{6.35}$$

값이고 $(\lambda_k \geq \lambda_{k+1})$, $\mathbf{v}_k$는 λ_k에 대응하는 고유벡터이다.

만약 $\lambda_{\mathrm{N}} \neq \lambda_{\mathrm{N+1}}$라면 특성매핑 $G_{(N)}$는 $\mathrm{R}_{(\mathrm{N})}$의 유일한 해를 제공한다.

정리 2.로부터 식(6.35)으로 주어지는 신호모델식을 고유값-고유벡터 분해하여 잡음의 평균전력 σ_{η}^{2}이 추정될 수 있음을 알 수 있다. 특성매핑 $G^{(N)}$과는 대조적으로 $G_{(N)}$은 잡음고유벡터를 유지하고 (M-N)개의 작은 고유값을 잡음효과를 제거하지 않으면서 같게 만든다. 이 매핑은 향상된 안정성을 제공하므로 고유값-고유벡터 분해를 이용하는 알고리즘에 이 매핑이 매우 유용하다고 보여진다.

특성매핑 $G^{(N)}$과 $G_{(N)}$은 점대점 매핑이 아니며 또한 자신의 '0'이 아닌 N번째, (N+1)번째 고유값 (또는 singular value)들이 서로 같은 행렬에 대하여 연속이 아니다. 더 나아가 만약 두 개의 고유값 λ_{k}과 $\lambda_{\mathrm{k+1}}$이 컴퓨터 정확도면에서 그 크기가 다르다면 ill-conditioned 상황이 발생될 수 있다. 이 상황은 두 정현파가 공간적으로 매우 근접해 있거나 신호대 잡음비가 낮은 경우에 쉽게 발생할 수 있다. 즉, 이 상황에서 공분산행렬의 신호고유값은 거의 잡음고유값과 같다.

● Toeplitz 구조 행렬 근사화

많은 신호 처리와 시스템 이론 응용에서 선형 행렬 구조의 성분은 위에서 언급한 몇가지의 특성과 밀접한 관계가 있다. $\mathrm{R}^{(\mathrm{T})}$이라 표기한, 주어진 $M \times M$ 행렬에 최적으로 접근하는 Hermitian-Toeplitz 구조로된 행렬 특성에 속하는 $M \times M$ 행렬에서 발견할 수 있는 특별한 문제를 고려할 수 있다. Toeplitz 구조 행렬은 신호처리와 시스템 이론에서 매우 중요한 행렬이다. R_{x}의 두 번째 성질과 관련있는 이론은 다음에 주어진다.

(정리 3) $C^{M\times M}$**에 속한 행렬을** R, Hermitian-Toeplitz **행렬의 집합에 속한 행렬을** $R^{(T)}$ **라 하자.** $\|R - R^{(T)}\|_F$**을 최소화하는** $M\times M$ Hermitian- Toeplitz **행렬의 첫 번째 열을 기술하면 다음과 같다.**

$$r_i = \frac{1}{M-i}\sum_{k=1}^{M-i} r(k+i,k) \qquad \text{for} \quad 0 \le i \le M-1 \quad (6.36)$$

$$R = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 & d_1 & f_1 \\ b_1^* & a_2 & b_2 & c_2 & d_2 \\ c_1^* & b_2^* & a_3 & b_3 & c_3 \\ d_1^* & c_2^* & b_3^* & a_4 & b_4 \\ f_1^* & d_2^* & c_3^* & b_4^* & a_5 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} a & b & c & d & f \\ b^* & a & b & c & d \\ c^* & b^* & a & b & c \\ d^* & c^* & b^* & a & b \\ f^* & d^* & c^* & b^* & a \end{bmatrix}$$

여기서 $r(k,m)$**은** R**의 성분을,** r_i**는** $R^{(T)}$**의 첫 번째 컬럼의** $(i+1)$ **번째 요소를 나타낸다.**

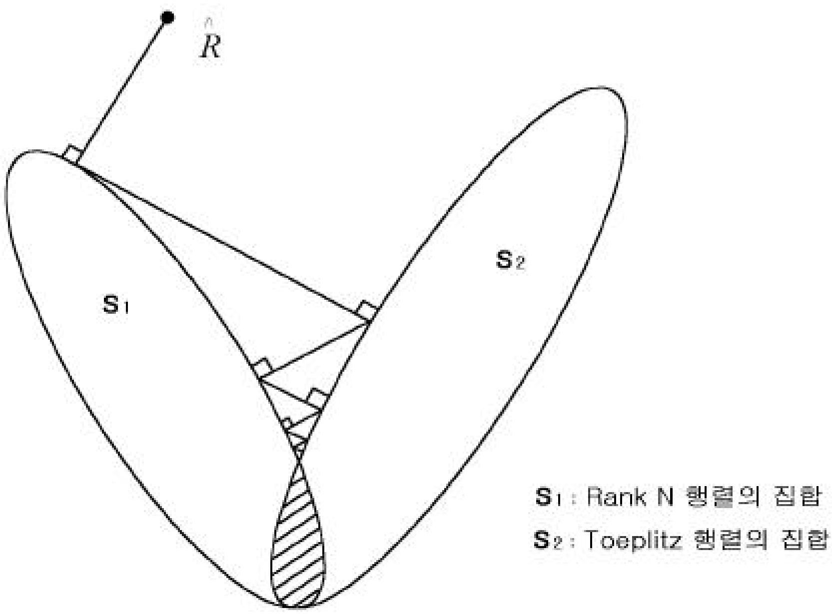
이 행렬 매핑 $G^{(T)}$, $R^{(T)}$**는 다음과 같이 쓸 수 있다.**

$$R^{(T)} = G^{(T)}(R) \qquad (6.37)$$

Toeplitz **구조 행렬 접근은** R**의 각 부대각** (subdiagonal) **성분의 평균으로 얻을 수 있다. 이 또한 잡음의 효과를 감소시킬 수 있는 연산이다. 특히, 부가성 백색 가우시안 잡음 환경하의 어떤 정현파는 이 매핑에 의해 상당히 깨끗하게 잡음을 제거시킬 수 있다.**

6.2.4 신호부각 알고리듬의 해석

앞 절에서 공분산 행렬 R**의 이론적 특성에 관계된 행렬 특성 매핑에 대하여 살펴보았다. 공분산 행렬의 추정값은 앞에서 제시한** 3**가지 특성을 일반적으로 갖고 있지 않다. 그러나 요구된 성질을 갖는 가까운** (Frobenius norm**면**) **행렬 추정값을 생성하는 것으로 신호 부각법을 사용할 수 있다. 다양한 행렬 특성매핑 중에서** Rank N **근사화와** Toeplitz **구조 행렬 근사화를 순차적으로 적용할 경우에 신호 및 공분산 행렬 특성이 어떻게 변하는가를 살펴본다.** (**그림** 6.5)**은 잡음이 섞인 공분산행렬 추정값이 순차적인 행렬특성 매핑에 의하여 수렴하는 과정을 보여준다.**



(**그림** 6.5) **신호부각 알고리듬의 수렴과정**

(표 6.1) **신호부각 시행횟수에 따른** Singular value**의 수렴과정**

시행횟수	1	2	3	4	5	6	7	8
0	13.18867	5.41117	1.04986	1.02001	0.99205	0.97500	0.91482	0.84325
1	13.13156	5.51392	0.04065	0.02282	0.01743	0.01549	0.00886	0.00375
2	13.13097	5.51527	0.00926	0.00415	0.00298	0.00139	0.00111	0.00041
3	13.13094	5.51533	0.00437	0.00177	0.00112	0.00062	0.00047	0.00043
4	13.13094	5.51535	0.00205	0.00080	0.00052	0.00030	0.00024	0.00021
5	13.13093	5.51536	0.00096	0.00037	0.00024	0.00014	0.00011	0.00010
6	13.13093	5.51536	0.00045	0.00017	0.00011	0.00007	0.00005	0.00005
7	13.13093	5.51537	0.00021	0.00008	0.00005	0.00003	0.00003	0.00002
8	13.13093	5.51537	0.00010	0.00004	0.00002	0.00001	0.00001	0.00001
9	13.13093	5.51537	0.00005	0.00002	0.00001	0.00001	0.00001	0.00000
10	13.13093	5.51537	0.00002	0.00001	0.00001	0.00000	0.00000	0.00000
11	13.13093	5.51537	0.00001	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000
12	13.13093	5.51537	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000	0.00000

(표 6.1)는 2개의 인코히어런트 신호 입사시의 신호부각 알고리즘의 반복시행횟수에 따른 Singular value 값의 수렴과정을 나타낸 것이다. 이때, 센서의 수는 8개, 데이터수는 1000개, 신호대 잡음비는 0 dB로 하였으며 신호부각법은 Method I을 적용하였다. 신호에 관련된

2개의 큰 Singular value 값은 거의 변화가 없으나 잡음에 관련된 6개의 작은 Singular value는 0으로 수렴된다. (그림 6.5)의 기하학적 수렴과정이 실제적으로 부여하는 의미는 다음과 같다.

- **Rank N 근사화**

  공간 공분산 행렬의 추정값은 N개의 큰 신호 고유값과 (M-N)개의 작은 잡음 고유값을 갖는다. Rank N 근사화는 (M-N)개의 잡음 고유값을 강제로 "0" 또는 "σ_η^2"으로 세팅시키는 과정으로써 이는 잡음으로 인하여 발생하는 잡음 고유벡터를 제거하기 때문에 실제적으로 잡음으로 인한 공분산 행렬의 추정오차 발생효과를 줄이게 되고 이는 수신신호에 내재되어 있는 잡음 전력을 감소시키는 결과로 나타난다. 따라서 전체적으로는 어레이 센서로 입사한 신호의 신호대 잡음비를 증가시키기 때문에 실제적으로는 신호를 부각시키는 효과를 제공한다.

- **Toeplitz 구조 행렬 근사화**

  어레이 센서로 입사한 부가성 잡음이 공간적으로 백색잡음일 경우에 (각 방향으로 입사되는 잡음은 무상관 관계) 잡음의 공분산 행렬은 대각행렬 특성을 갖는다. 그러나 한정된 샘플 개수로 추정한 공분산 행렬은 이상적인 대각 행렬을 구성하지 못한다. 따라서 공분산 행렬의 주대각 성분 이외의 off-diagonal성분은 평균을 취하면 잡음의 분산이 작아지게 되고 이는 잡음의 평균전력을 작게 해주는 결과로 나타난다. 따라서 전체적으로는 신호대 잡음비를 증가시키기 때문에 잡음 속의 신호를 부각시키는 효과를 제공한다.

제 3 절 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과분석

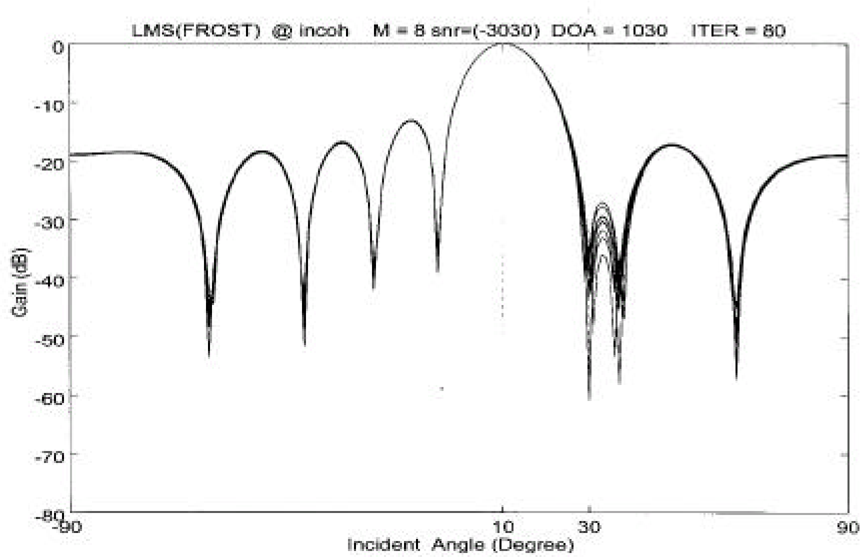
인코히런트 신호환경에서 Frost 적응 빔형성기의 성능을 조사하기 위하여 다양한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 입사신호의 정규화된 주파수는 0.25이며 8개 센서로 구성된 등간격 선형어레이를 사용하였다. 센서간격은 입사신호의 반파장 간격을 유지하며 입사신호의 개수에 따른 시뮬레이션결과를 제한조건을 갖는 적응 LMS 알고리듬을 이용하여 (그림 6.6)에서 (그림 6.7)에 나타내었다.

(그림 6.6)에서 60 dB 만큼 큰 간섭신호가 입사하였을 경우에 원하지 않는 방향 30° 에서 nulling point를 형성함을 알 수 있으나 3개의 인코히어런트가 입사한 경우에는 (그림 6.7)에 나타난 바와같이 -40° 와 40° 에서 nulling point가 형성되지 않음을 알 수 있다.

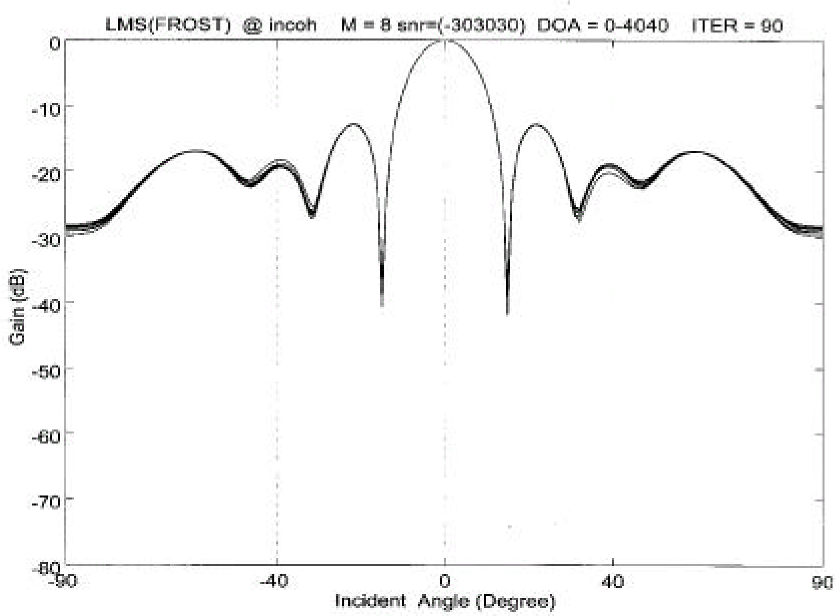
(그림 6.8)에서 (그림 6.13)까지의 시뮬레이션 결과는 정상상태에서의 최적 가중치 벡터를 추정하여 어레이 빔패턴을 나타낸 그림이며 통계적 성능을 비교분석하기 위하여 10번의 독립시행을 수행하였다. 여기서 사용한 방법은 Frost 적응빔형성기에서 선형제한조건을 갖는 최소분산(LCMV)으로서 표본공분산 행렬을 추정하기 위하여 60번의 반복시행을 수행하였다. 간섭신호의 전력은 원하는 신호의 전력보다 60dB 크게 설정하였으며 간섭신호의 개수를 1개에서 3개까지 변화시켜가면서 어레이의 빔패턴 변화를 (그림 6.8)에서 (그림 6.13)까지 나타내었다.

(그림 6.8)와 (그림 6.9)은 각각 10° 간격과 40° 간격으로 간섭신호가 입사하였을 경우에 어레이 빔패턴을 나타낸 것으로서 원하는 신호의 방향과 근접하게 간섭신호가 입사할 경우에 2° 정도 바이어스 됨을

보여준다. (그림 6.10)과 (그림 6.11)는 간섭신호가 각각 -40°와 40° 방향으로 입사 하였을 경우에 나타나는 빔패턴을 보여준다. (그림 6.10)은 -40°와 40° 방향에서 정확하게 nulling point를 형성하지 못하는 반면에 (그림 6.11)는 일관성 있게 nulling point를 보여줄 뿐만 아니라 다른 부엽도 주엽에 비하여 10 dB 이상 작게 나타남을 알 수 있다. 이는 본 연구에서 제안하고자 하는 신호부각법을 이용한 방법으로서 기존 LCMV 방법보다 월등한 성능을 보여주고 있다. 더 나아가 다중빔형성 기법에서 중요한 것은 빔간 간섭으로서 원하는 방향이외에서 간섭신호가 들어올 경우에는 간섭신호의 개수에 관계없이 그 방향으로 nulling point가 형성되도록 하는 기술은 매우 중요하다. (그림 6.12)과 (그림 6.13)는 간섭신호가 3개일 경우의 어레이 빔패턴을 나타낸것으로서 본 연구에서 제안한 신호부각법을 이용할 경우에 획기적으로 간섭신호를 줄임을 알 수 있다.

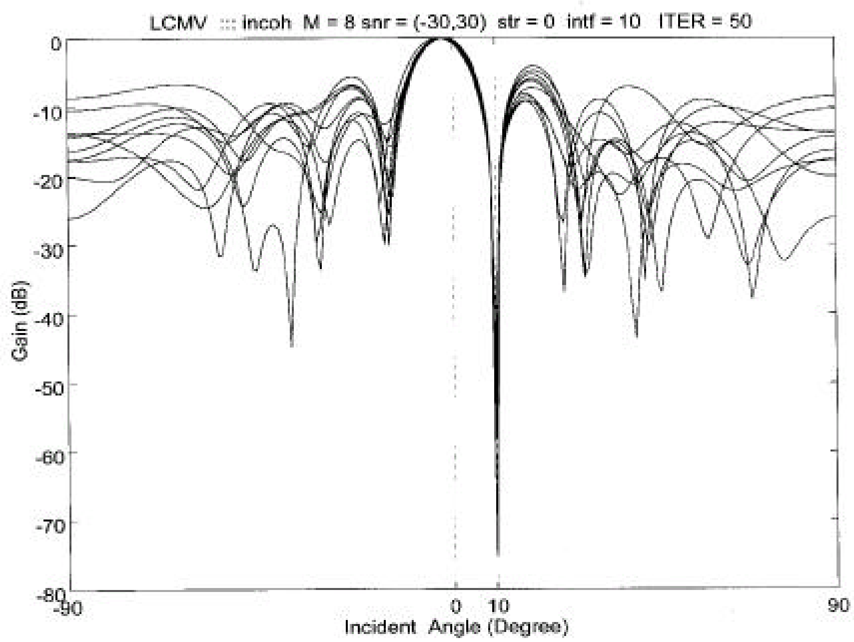


(**그림** 6.6) LMS **적응 알고리듬을 이용한 어레이 빔패턴**
($\theta_1 = 10^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$: Frost **빔형성기**)

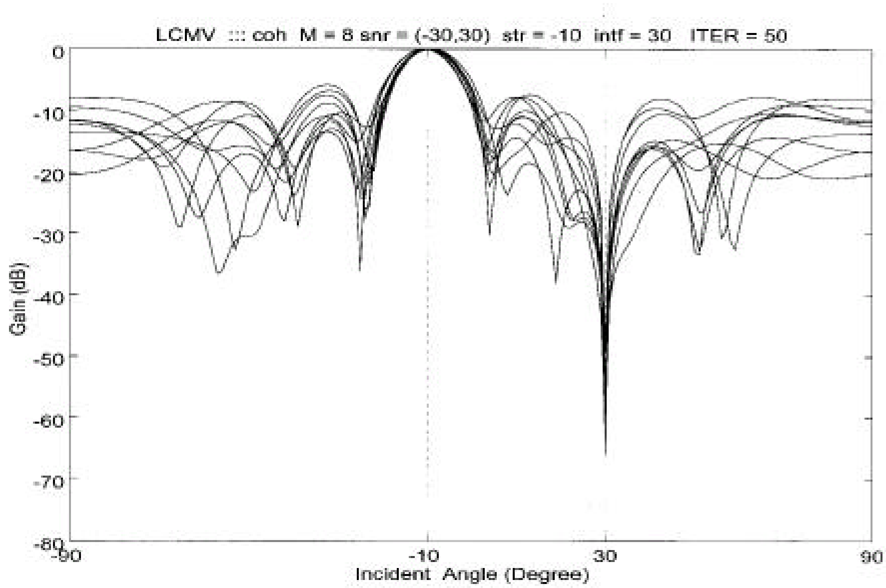


(그림6.7) LMS 적응 알고리듬을 이용한 어레이 빔패턴

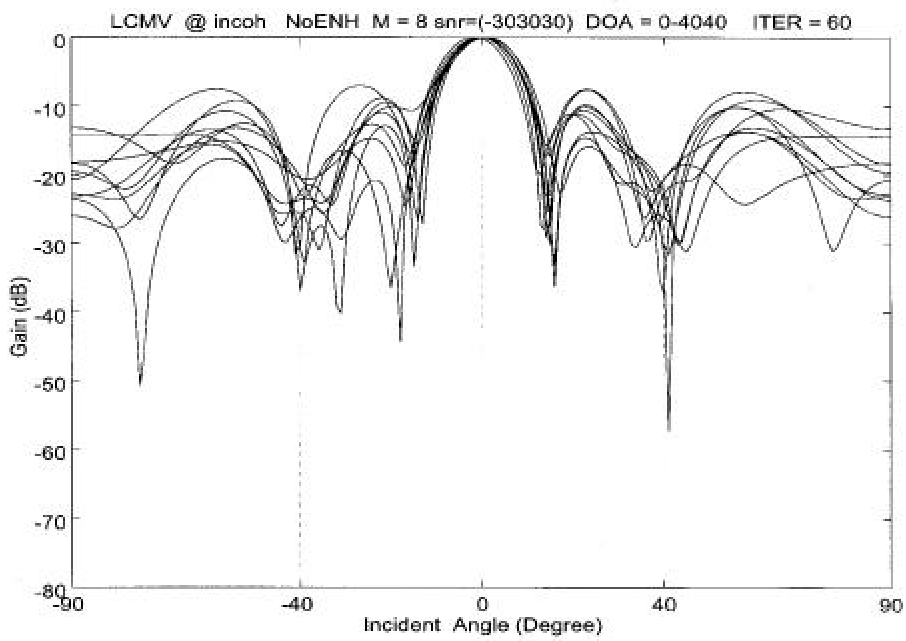
($\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = 40^\circ$, $\theta_3 = -40^\circ$ Frost 빔형성기)



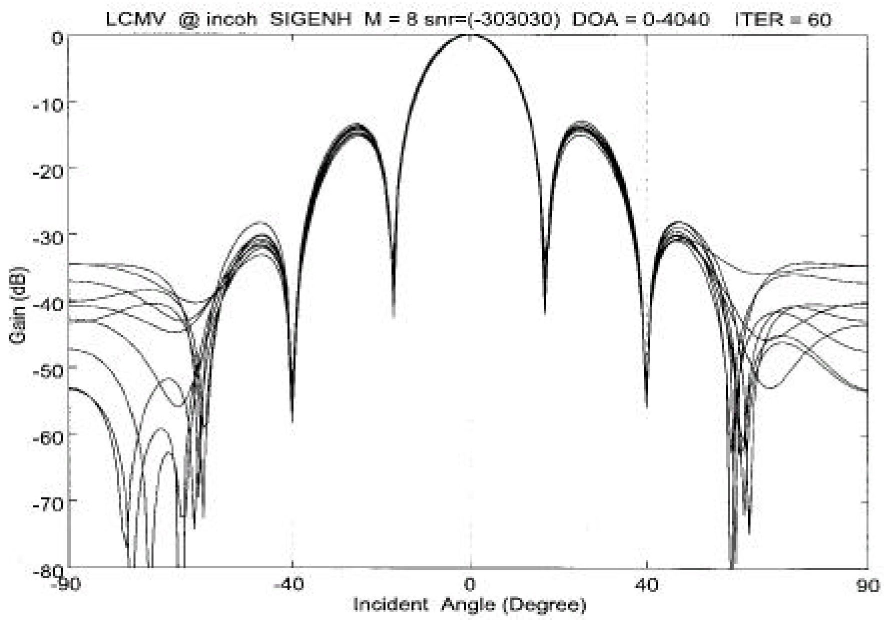
(**그림** 6.8) LCMV **빔패턴** ($\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = 10^\circ$, **반복시행**=50)



(그림 6.9) LCMV 빔패턴 ($\theta_1 = -10^\circ$, $\theta_2 = 30^\circ$, 반복시행=50)

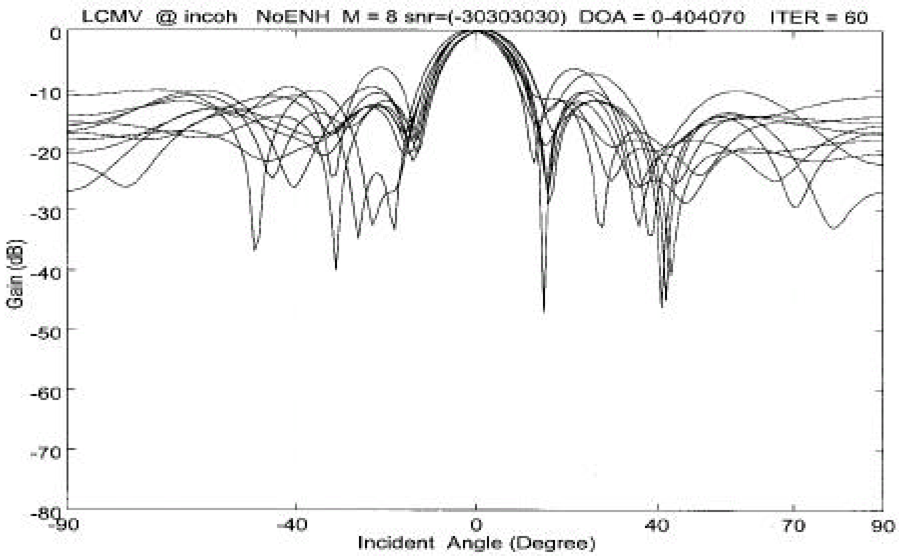


(**그림** 6.10) LCMV **빔패턴** ($\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = -40^\circ$, $\theta_3 = 40^\circ$, **반복시행**=60)



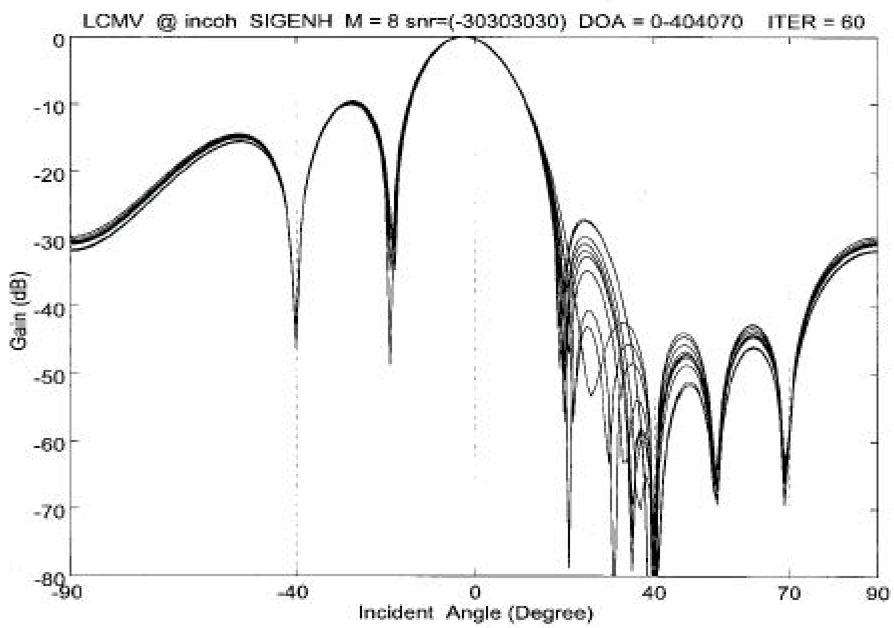
(그림 6.11) 신호부각법 이용 LCMV 빔패턴(제안하는 방법)

($\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = -40^\circ$, $\theta_3 = 40$, 반복시행=60)



(**그림** 6.12) LCMV **빔패턴**

($\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = -40^\circ$, $\theta_3 = 40^\circ$, θ_4,=70 **반복시행**=60)



(**그림** 6.13) **신호부각법 이용** LCMV **빔패턴**(**제안하는 방법**)

($\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = -40^\circ$, $\theta_3 = 40^\circ$, θ_4,=**반복시행**=60)

제 7 장 결 론

제 7 장 결 론

국제 위성 통신망의 지속적인 발전, 국내의 위성통신 및 방송망의 출현으로 국내외의 위성통신 방송수요는 비약적으로 확대되고 있다. 통신 위성 시스템의 효율성과 성능을 향상시킬 수 있는 중요기술로 위성탑재 신호처리(OBP) 기술이 대두되면서 미국을 비롯한 선진 외국에서는 OBP 연구를 활발하게 촉진하고 있다.

본 연구에서는 OBP 기술의 멀티빔 위성 안테나 기술 중에서 디지털 신호처리를 기본으로 한 어레이 신호처리 기술에 대하여 살펴보았으며, 특히 빔간의 간섭을 최소화하기 위한 간섭제거용 적응 알고리듬 개발에 주안점을 두었다.

멀티빔 형성 기법으로는 RF단에서 반사판 및 위상배열 안테나를 이용하는 방법과 IF/기저대역에서 디지털 신호처리 기술을 이용하여 멀티빔을 형성하는 방법이 고려될 수 있다.

본 연구에서는 선진외국의 멀티빔 통신위성 안테나 시스템의 개발 동향과 특성을 분석하여 장단점을 기술하였다. 다음에 Frost 빔 형성기를 기반으로 한 우수 성능 멀티빔 형성 알고리듬을 개발하였고 이를 구현하기 위한 시스템 구성방법을 제안하였다. 특히 신호 부각법을 이용한 선형 제한조건 최소분산방법(LCMV)은 기존 LCMV 방법보다 월등한 통계적 성능을 제공하였다.

결론적으로, 멀티빔 위성시스템에서 빔간의 상호 간섭을 줄이기 위한 방법은 적응 어레이 신호처리 기술이 필수적이며, 이를 위한 간섭제거용 빔형성 알고리듬으로 성능이 우수한 신호 부각법을 이용한 LCMV 방법을 개발하였다. 아울러 상/하향 링크를 위한 멀티빔 위성탑재 송수신기의 적응 어레이 안테나 시스템 구성방법을 제안하였다.

향후, 제안된 멀티빔 형성 알고리듬의 특성을 보다 이론적으로 유도

분석하여 일반적인 어레이 구조에도 적용할 수 있는 알고리듬으로 개발할 필요가 있다.

참 고 문 헌

참 고 문 헌

[2.1] **이재현**, "**위성탑재 신호처리 시스템 설계 기술 연구**", **한국전자통신연구소**, **연구보고서** 1996.

[3.1] A. I. Zagholoul et al., "Advances in multibeam communications satellite antennas," IEEE Proceedings, vol. 78, no. 7, 1990.

[4.1] P. L. Stocklin, "Space-Time Sampling and Likelihood Ratio Processing in Acoustic Pressure Fields," *J. Br. IRE*, pp. 79-90, 1963.

[4.2] A. M. Vural, "An Overview of Adaptive Array Processing for Sonar Applications," IEEE EASCON Record, Electronics and Aerospace Systems Convention, September 29-October 1, pp. 34.A-34 M, 1975.

[4.3] J. P. Burg, "Maximum Entropy Spectral Analysis," Proceedings of NATO Advanced Study Institute on Signal Processing, August 1968.

[4.4] N. L. Owsley, "A Recent Trend in Adaptive Spatial Processing for Sensor Arrays Constrained Adaptation," Proceedings of NATO Advanced Study Institute on Signal Processing Loughborough, England, pp. 591-603, 1972.

[4.5] R. R. Kneiper, et al., "An Eigenvector Interpretation of an Array's Bearing Response Pattern," Naval Underwater Systems Center, Rept. No. 1098, 1970.

[4.6] M. J. Levin, "Maximum-Likelihood Array Processing," Lincoln Laboratories, Massachusetts Institute of Technology, Lexington, MA, Semiannual Technical Summary Report on Seismic Discrimination, December 31, 1964.

[4.7] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems," *Proc. IEEE*, Vol. 55, pp. 2143-2159, 1967.

[4.8] R. L. Riegler and R. T. Compton, Jr., "An Adaptive Array for Interference Rejection," Proc. IEEE, Vol. 61, No. 6, pp. 748-758, 1973.

[4.9] S. W. W. Shor, "Adaptive Technique to Discriminate Against Coherent Noise in a Narrow-Band System," *J.Acous. Soc. Am.*, Vol. 34, No. 1, pp. 74-78.

[4.10] R. F. Jarrington, Field computation by Moment Methods, Macmillan, New York, Ch. 10, 1968.

[4.11] R. T. Lacoss, "Adaptive Combining of Wideband Array Data for Optimal Reception," *IEEE Trans. Geosci. Electron.*, Vol. GE-6, No. 2, pp. 78-86, 1968.

[5.1] J. C. Liberti and T. S. Rapparport, *Smart Antennas for Wireless Communications*, Prentice-Hall : Upper Saddle River, 1999.

[5.2] J. Butler and R. Lowe, "Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," Electronic Design Apr 1961.

[6.1] O. Frost **III**, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," Proceedings of the IEEE, vol. 60, no. 8, pp. 926-935, 1972.

[6.2] Y. S. Kim and J. A. Cadzow, "Multiple source direction finding : A signal enhancement approach," Digital Signal Processing : A Review Journal, Academic Press, vol. 8, no. 2, pp. 82-94, 1998.